

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Hugo Rolando Estofanero Larico

**ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS
ISOLADOS DO TIPO PUSH-PULL**

Florianópolis

2011

Hugo Rolando Estofanero Larico

**ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS
ISOLADOS DO TIPO PUSH-PULL**

Tese submetida ao Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica para
a obtenção do Grau de Doutor em En-
genharia Elétrica.
Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Florianópolis

2011

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária
da
Universidade Federal de Santa Catarina

L323e Larico, Hugo Rolando Estofanero

Estudo de conversores CC-CC trifásicos isolados do tipo
Push-Pull [tese] / Hugo Rolando Estofanero Larico ;
orientador, Ivo Barbi. - Florianópolis, SC, 2011.
310 p.: il., grafs., tabs.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina,
Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Conversores CC-CC. 3. Eletrônica
de potência. 4. Sistemas elétricos de potência. 5. Conversores
de corrente elétrica. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

Hugo Rolando Estofanero Larico

**ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS ISOLADOS DO
TIPO PUSH-PULL**

‘Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

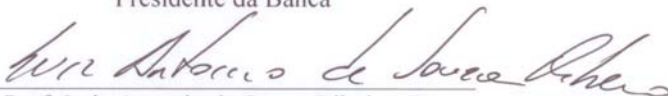


Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente da Banca



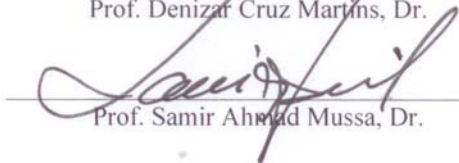
Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr.



Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

À minha amada esposa, Juana Cale

A mulher cujo amor e dedicação incondicional iluminam minha vida no longo caminho para o sucesso.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Doutor Ivo Barbi pelo trabalho de orientação na Tese e pelos conselhos sempre apropriados que permitirão o meu desenvolvimento profissional e pessoal, sem os quais não seria possível a minha inclusão na vida acadêmica.

Aos membros da banca examinadora professores Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Denizar Cruz Martins, Samir Ahmad Mussa e ,em especial, ao professor Luiz Antonio de Souza Ribeiro, relator da Tese, pelas oportunas observações que permitiram melhorar a qualidade do trabalho.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento (CNPq) pelo apoio financeiro implementado através de uma bolsa de estudos.

À Universidade Federal de Santa Catarina, ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e ao Instituto de Eletrônica de Potência que por meio de suas instalações e recurso humano permitiram-me realizar um estudo de excelente qualidade.

A minha esposa, Juana Cale, pelo companheirismo e compreensão durante os anos que durou o curso de doutorado. Assim como também por ter me proporcionado um ambiente familiar adequado para o meu crescimento pessoal e intelectual.

Aos meus pais, Pedro e Lucrecia, por dar-me a vida e por meio de sua realidade um motivo de superação. Aos meus irmãos, Edwin e Susan, pelo apoio moral. Ao meu tio Pascual pelos conselhos e apoio moral.

Finalmente, agradeço a vida que me deu um futuro diferente, cheio de oportunidades e de sucesso.

*Detrás de grandes conquistas há grandes
sacrificios*

A vida

RESUMO

Neste trabalho são propostos cinco novos conversores CC-CC isolados em alta frequência do tipo push-pull, dentre os quais se tem uma estrutura monofásica e quatro estruturas trifásicas. Os conversores propostos preservam as características dos conversores clássicos do tipo push-pull como: o fluxo magnético no transformador varia em dois quadrantes, o número reduzido de semicondutores, e a facilidade no acionamento dos interruptores visto que não há necessidade de circuito de comando isolado. O conversor monofásico tem como característica principal a operação em toda a faixa de razão cíclica (0 a 100%). Este circuito é obtido a partir do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor, onde os indutores de filtragem são substituídos por transformadores flybacks (princípio do conversor de Weinberg). Por outro lado, os conversores trifásicos são derivados a partir dos conversores clássicos do tipo push-pull e proporcionam características como: redução do volume dos filtros, distribuição dos esforços de corrente no circuito, e maior capacidade de dissipação térmica. Os conversores propostos são estudados qualitativa e quantitativamente em regime permanente ao longo de cinco capítulos, sendo apresentado o princípio de funcionamento nos modos de condução contínua e descontínua (MCC, MCD), o ganho estático do conversor para ambos os modos, e as expressões matemáticas para o dimensionamento dos dispositivos de potência no MCC. A análise da operação do conversor considerando as não idealidades do transformador (indutâncias de magnetização e dispersão) em alguns casos também é apresentada. Resultados de simulação são utilizados para validar o estudo teórico idealizado. Para cada conversor proposto é apresentado um exemplo simplificado de projeto, o qual é utilizado na construção do respectivo protótipo de laboratório. Os resultados experimentais obtidos dos protótipos são utilizados para a validação do funcionamento dos conversores propostos. Finalmente, as principais conclusões do trabalho são apresentadas.

Palavras-chave: Conversor CC-CC, push-pull, isolado, weinberg, e trifásico

ABSTRACT

In this work dc-dc isolated push-pull converters are proposed, one converter based on a single-phase transformer and four converters based on a three-phase transformer. The proposed converters preserve the main characteristics provided by the classical push-pull converters such as: transformer magnetic field varies in two quadrant of the BH curve, reduced number of semiconductor devices, and transistor switches are directly driven using a non-isolated gate drive circuit. The proposed transformer using a single-phase transformer has as main characteristic the operation in full duty cycle range (0 to 100%). This converter is obtained from the two-current-fed push-pull dc-dc converter, where inductor filters are replaced by flyback transformers (principle used in Weinberg converter). On the other hand, the proposed three-phase dc-dc converters are obtained from classical push-pull converter and provide characteristics such as: filters reduced in size, current distribution, and good thermal dissipation. The proposed converters are qualitative and quantitatively studied in steady state throughout five chapters, handling subjects such as operation principle in continuous and discontinuous conduction mode (CCM, DCM), static gain for both modes, and equations that allow computing current and voltage stresses in the power devices operating in CCM. Theoretical analyses dealing non-ideal transformer for some converters are included. Simulation results are used to validate idealized theoretical studies. A simplified example design for each proposed converter is presented. Therefore, the respective laboratory prototype is constructed. The experimental results are obtained from these prototypes and are used to verify the operation of the proposed converters. Finally, conclusions related to work are presented.

Keywords: Push-pull, isolated, Weinberg, and three-phase dc-dc converter

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Digrama de blocos do sistema de acionamento elétrico de um motor.	36
Figura 2	Curva BH idealizada dos conversores do tipo push-pull.	36
Figura 3	Conversor CC-CC isolado trifásico proposto em [1]. ..	38
Figura 4	Conversor CC-CC push-pull alimentado em tensão. ..	41
Figura 5	Principais formas de onda do conversor cc-cc push-pull no modo de condução contínua.	42
Figura 6	Principais formas de onda do conversor cc-cc push-pull no modo de condução descontínua.	43
Figura 7	Característica externa do conversor cc-cc push-pull alimentado em tensão para $N_T = 1$	45
Figura 8	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.	47
Figura 9	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor.	48
Figura 10	Conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente ..	48
Figura 11	Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua.	50
Figura 12	Principais formas de onda do conversor cc-cc push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua.	52
Figura 13	Característica externa do conversor cc-cc push-pull alimentado em corrente para $N_T = 1$	53
Figura 14	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.	55
Figura 15	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor.	55
Figura 16	Conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada	56
Figura 17	Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor no modo de condução contínua.	57
Figura 18	Ondulação de corrente parametrizada no indutor e na entrada do conversor.	59
Figura 19	Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor no modo de condução descontínua.	60
Figura 20	Característica externa do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada para $N_T = 1$	61
Figura 21	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.	63
Figura 22	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor.	63

Figura 23	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor em função de ΔI_i	64
Figura 24	Conversor CC-CC push-pull de Weinberg	65
Figura 25	Principais formas de onda do conversor CC-CC de Weinberg no modo de condução contínua.	66
Figura 26	Característica externa do conversor CC-CC de Weinberg para $N_T = N_L = 1$	69
Figura 27	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.	70
Figura 28	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador flyback.	72
Figura 29	Conversor CC-CC push-pull flyback	73
Figura 30	Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCC na região R1.	74
Figura 31	Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCC na região R2.	75
Figura 32	Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCD na região R1.	77
Figura 33	Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCD na região R2.	77
Figura 34	Característica externa do conversor CC-CC push-pull flyback para $N_T = N_L = 1$	78
Figura 35	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.	80
Figura 36	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador flyback.	81
Figura 37	Célula de comutação de três estados.	82
Figura 38	Célula de comutação isolada de três estados.	82
Figura 39	Célula de comutação de quatro estados.	83
Figura 40	Transformador trifásico, representações: a) física e b) simbólica.	84
Figura 41	Célula de comutação isolada de quatro estados.	84
Figura 42	Tensões e correntes na célula de comutação isolada de quatro estados.	85
Figura 43	Conversor CC-CC push-pull flyback duplo.	86
Figura 44	Conversor CC-CC push-pull: a) convencional e b) versão trifásica.	87
Figura 45	Conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente: a) convencional e b) versão trifásica.	88
Figura 46	Conversor CC-CC push-pull de Weinberg: a) convencional e b) versão trifásica.	89

Figura 47	Conversor CC-CC push-pull flyback: a) convencional e b) versão trifásica.	90
Figura 48	Conversor CC-CC push-pull flyback duplo.	94
Figura 49	Etapas de operação no MCC em R1.	97
Figura 50	Principais formas de onda no MCC em R1.	99
Figura 51	Etapas de operação no caso 1 para o MCD em R1. ...	101
Figura 52	Formas de onda no caso 1 no MCD em R1.	102
Figura 53	Etapas de operação no caso 2 no MCD em R1.	103
Figura 54	Formas de onda no MCD no caso 2 em R1.	105
Figura 55	Etapas de operação no caso 3 no MCD em R1.	106
Figura 56	Formas de onda no caso 3 no MCD em R1.	107
Figura 57	Etapas de operação no caso 4 no MCD em R1.	108
Figura 58	Formas de onda no MCD no caso 4 em R1.	109
Figura 59	Característica externa do conversor para $N_T = N_L = 1$.	113
Figura 60	Característica externa do conversor para $N_T = 2N_L = 1$	114
Figura 61	Ondulação da corrente de magnetização no transformador flyback para $N_T = 2N_L$	115
Figura 62	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador flyback para $N_L = N_T$	119
Figura 63	Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.	120
Figura 64	Corrente na saída e no capacitor em R1 considerando indutância de magnetização infinita no transformador flyback. ..	121
Figura 65	Ondulação da tensão de saída parametrizada no MCC.	122
Figura 66	Corrente eficaz parametrizada no capacitor no MCC. .	122
Figura 67	Circuito esquemático de simulação do conversor CC-CC push-pull flyback duplo.	123
Figura 68	Formas de onda obtidas através do simulador PSIM para $E_i = 48$ V, $f_s = 40$ kHz, $D = 0,4$ e $N_T = N_L = 1$: a) tensão no interruptor, e correntes no interruptor e na entrada, e b) correntes na saída e nos diodos D1 e D3.	125
Figura 69	Formas de onda obtidas através do simulador PSIM para $E_i = 48$ V, $f_s = 40$ kHz, $D = 0,4$ e $N_T = N_L = 1$: a) corrente de magnetização em Tf1 e tensões nas bobinas primárias de Tf1 e T, e b) tensões nos diodos D1 e D3.	126
Figura 70	Formas de onda obtidas através do simulador PSIM para	

$E_i = 48 \text{ V}$, $f_s = 40 \text{ kHz}$, $D = 0,4$ e $N_T/2 = N_L = 1$: correntes de entrada e de saída, e tensão de saída.	127
Figura 71 Circuito esquemático do protótipo experimental do conversor CC-CC push-pull flyback duplo.	128
Figura 72 Canal 1: corrente de magnetização L_{f1} - escala 2A/div, Canal 2: corrente de magnetização L_{f2} - escala 2 A/div, e Canal 3: tensão no lado primário L_{f1} - escala 50 V/div. Escala do tempo 10 $\mu\text{s}/\text{div}$	131
Figura 73 Canal 1: corrente no lado primário do transformador - escala 2 A/div, e Canal 2: tensão no lado primário do transformador - escala 50 V/div. Escala do tempo 10 $\mu\text{s}/\text{div}$	132
Figura 74 Canal 1: corrente na entrada - escala 5 A/div, Canal 2: corrente na saída - escala 2 A/div, e Canal 3: tensão na saída - escala 50 V/div. Escala do tempo 10 $\mu\text{s}/\text{div}$	134
Figura 75 Canal 1: corrente no lado primário do indutor L_{f1} - escala 2 A/div, e Canal 2: corrente no lado secundário do indutor L_{f1} - escala 2 A/div. Escala do tempo 10 $\mu\text{s}/\text{div}$	135
Figura 76 Canal 1: corrente no interruptor S_1 - escala 2 A/div, e Canal 2: tensão no interruptor S_1 - escala 50 V/div. Escala do tempo 10 $\mu\text{s}/\text{div}$	136
Figura 77 Característica externa do conversor.	137
Figura 78 Conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão.	140
Figura 79 Etapas de funcionamento em R1 no MCC.	142
Figura 80 Etapas de funcionamento em R1 no MCC.	144
Figura 81 Principais formas de onda em R1 no MCC.	145
Figura 82 Etapas de funcionamento em R2 no MCC.	146
Figura 83 Etapas de funcionamento em R2 no MCC.	147
Figura 84 Principais formas de onda em R2 no MCC.	149
Figura 85 Estado topológico neutro no MCD.	149
Figura 86 Principais formas de onda no MCD na região R1.	150
Figura 87 Principais formas de onda no MCD na região R2.	150
Figura 88 Ganho estático do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão no MCC.	151
Figura 89 Característica externa do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão para $N_T = 1$	153
Figura 90 Ondulação de corrente parametrizada no indutor no MCC.	155

Figura 91	Correntes eficazes parametrizadas no transformador trifásico no MCC.	157
Figura 92	Corrente e a componente alternada da tensão no capacitor.	157
Figura 93	Circuito de simulação no PSIM do conversor push-pull CC-CC trifásico.	160
Figura 94	Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão obtido através de simulação numérica.	161
Figura 95	Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC trifásico obtido através de simulação numérica.	162
Figura 96	Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor push-pull CC-CC trifásico obtido através de simulação numérica.	163
Figura 97	Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC trifásico obtido através de simulação numérica.	164
Figura 98	Forma de onda dos fluxos no transformador trifásico simétrico.	166
Figura 99	Correntes nos semicondutores S1 e D1 considerando a corrente de magnetização do transformador trifásico.	169
Figura 100	Circuito de simulação no PSIM do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão considerando a indutância de magnetização do transformador.	170
Figura 101	Corrente no interruptor e no diodo de simulação para uma indutância de magnetização finita no transformador.	171
Figura 102	Circuito esquemático do protótipo de laboratório.	178
Figura 103	Fotografia do protótipo de laboratório.	179
Figura 104	Corrente de entrada, e corrente e tensão no interruptor para $D = 0,26$, $E_i = 148$ V, $V_o = 75$ V and $P_o = 657$ W.	179
Figura 105	Corrente de saída, e corrente e tensão no diodo para $D = 0,26$, $E_i = 148$ V, $V_o = 75$ V and $P_o = 657$ W.	180
Figura 106	Correntes de entrada, no interruptor, de saída e no diodo para $D = 1/3$, $E_i = 75,2$ V, $V_o = 48$ V and $P_o = 341$ W.	180
Figura 107	Curva de rendimento experimental.	181
Figura 108	Conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente.	186
Figura 109	Etapas de funcionamento em R2 no MCC.	188

Figura 110 Etapas de funcionamento em R2 no MCC.	189
Figura 111 Principais formas de onda no MCC em R2.	190
Figura 112 Estado topológico neutro: sem transferência nem armazenamento de energia no indutor L.	192
Figura 113 Corrente de entrada e de saída no MCD em R2.	193
Figura 114 Etapas de funcionamento em R3 no MCC.	195
Figura 115 Etapas de funcionamento em R3 no MCC.	196
Figura 116 Principais formas de onda no MCC em R3.	197
Figura 117 Corrente de entrada e de saída no MCD em R3.	198
Figura 118 Ganho estático do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente no MCC.	199
Figura 119 Característica externa do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente para $N_T = 1$	201
Figura 120 Ondulação de corrente parametrizada no indutor no MCC.	203
Figura 121 Corrente eficaz parametrizada no transformador trifásico no MCC.	205
Figura 122 Ondulação de tensão parametrizada no capacitor no MCC.	206
Figura 123 Corrente eficaz parametrizada através do capacitor no MCC.	207
Figura 124 Circuito de simulação no PSIM do conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente.	210
Figura 125 Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente.	211
Figura 126 Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente.	212
Figura 127 Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente em R3.	213
Figura 128 Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente em R3.	213
Figura 129 Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente para $D = 1/3$	215
Figura 130 Circuito esquemático do protótipo de laboratório.	220
Figura 131 Corrente de entrada, e corrente e tensão no interruptor	

para $D = 0,705$, $E_i = 75$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 690$ W.	221
Figura 132 Corrente de saída, e corrente e tensão no diodo para $D = 0,705$, $E_i = 75$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 690$ W.	221
Figura 133 Corrente de entrada, e corrente e tensão no interruptor para $D = 0,573$, $E_i = 75$ V, $V_o = 48$ V and $P_o = 261$ W.	222
Figura 134 Corrente de saída, e corrente e tensão no diodo para $D = 0,573$, $E_i = 75$ V, $V_o = 48$ V and $P_o = 261$ W.	222
Figura 135 Conversor CC-CC trifásico de Weinberg.	228
Figura 136 Etapas de funcionamento em R1 no MCC em R1.	230
Figura 137 Etapas de funcionamento em R1 no MCC em R1.	231
Figura 138 Circuito equivalente para a 1ª etapa de operação em R1.	232
Figura 139 Circuito equivalente para a 2ª etapa de operação em R1.	232
Figura 140 Principais formas de onda no MCC em R1.	235
Figura 141 Estado topológico neutro: sem transferência nem arma- zenamento de energia nos indutores.	236
Figura 142 Corrente de entrada e de saída no MCD em R1.	236
Figura 143 Ganho estático do conversor CC-CC trifásico de Wein- berg no MCC.	237
Figura 144 Característica externa do conversor CC-CC trifásico de Weinberg para $N_T = 1$	239
Figura 145 Ondulação de corrente parametrizada no transformador flyback no MCC.	240
Figura 146 Correntes eficazes parametrizadas no transformador tri- fásico no MCC.	243
Figura 147 Corrente e a componente alternada de tensão no capa- citor.	243
Figura 148 Circuito de simulação no PSIM do conversor CC-CC trifásico alimentado em corrente.	247
Figura 149 Correntes na entrada e nos transistores S1 e S2 no con- versor CC-CC isolado trifásico de Weinberg.	248
Figura 150 Correntes na saída e nos diodos D1, D2 e D4 no conver- sor CC-CC isolado trifásico de Weinberg.	249
Figura 151 Ondulação de corrente e de tensão nos filtros.	249
Figura 152 Transformador trifásico e a distribuição do fluxo mag- nético.	251

Figura 153 Circuito equivalente na sub-etapa 1A.	252
Figura 154 Circuito equivalente na sub-etapa 2A.	253
Figura 155 Circuito equivalente na sub-etapa 2B.	254
Figura 156 Circuito equivalente na sub-etapa 2C.	255
Figura 157 Principais formas de onda no conversor considerando as indutâncias parasitas dos transformadores.	256
Figura 158 Circuito esquemático do protótipo de laboratório.	263
Figura 159 Foto do protótipo de laboratório.	264
Figura 160 Correntes na entrada e no transistor S1, e tensão no transistor S1 para $D = 0,292$, $E_i = 120V$, $V_o = 75V$ and $P_o = 735W$	265
Figura 161 Correntes de saída e nos diodos D1 e D4 para $D = 0,292$, $E_i = 120V$, $V_o = 75V$ and $P_o = 735W$	265
Figura 162 Tensões na saída e nas bobinas primárias dos transformadores para $D = 0,292$, $E_i = 120V$, $V_o = 75V$ and $P_o = 735W$	266
Figura 163 Ganho estático no modo de condução contínua do protótipo de laboratório para $E_i = 120V$ e $120V$ $D = 0,25$	266
Figura 164 Rendimento do protótipo de laboratório.	267
Figura 165 Conversor CC-CC push-pull flyback trifásico.	270
Figura 166 Conversor flyback.	270
Figura 167 Etapas de funcionamento no MCC na região R1.	272
Figura 168 Principais formas de onda no MCC na região R1.	275
Figura 169 Etapas de funcionamento no MCC na região R2.	276
Figura 170 Principais formas de onda no MCC na região R2.	278
Figura 171 Etapas de funcionamento no MCC na região R3.	279
Figura 172 Principais formas de onda no MCC na região R3.	281
Figura 173 Estado topológico neutro no MCD.	281
Figura 174 Principais formas de onda no MCD na região R1.	282
Figura 175 Principais formas de onda no MCD na região R2.	282
Figura 176 Principais formas de onda no MCD na região R3.	283
Figura 177 Característica externa do conversor CC-CC push-pull flyback trifásico para $N_T = 1$	286
Figura 178 Ondulação de corrente parametrizada na indutância de magnetização do transformador flyback.	288
Figura 179 Correntes eficazes através da (a) bobina primária e (b) bobina secundária do transformador flyback no MCC para $N_T =$	

1.	291
Figura 180 Correntes eficazes através (a) da bobina primária e (b) da bobina secundária do transformador trifásico no MCC para $N_T = 1$	292
Figura 181 Corrente eficaz parametrizada no capacitor.	293
Figura 182 Ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída.	295
Figura 183 Tensão de bloqueio parametrizada do interruptor.	296
Figura 184 Circuito esquemático protótipo experimental implementado.	306
Figura 185 Foto do protótipo experimental implementado.	307
Figura 186 Formas de onda experimentais para $D = 0,289$, $E_i = 150$ V, $V_o = 100$ V e $P_o = 980$ W: (a) correntes de entrada e de saída, (b) corrente e tensão através do interruptor, e (c) corrente e tensão através do diodo.	308
Figura 187 Formas de onda experimentais para $D = 0,38$, $E_i = 85$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 980$ W: (a) correntes de entrada e de saída, (b) corrente e tensão através do interruptor, e (c) corrente e tensão através do diodo.	309
Figura 188 Formas de onda experimentais para $D = 0,685$, $E_i = 24$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 300$ W: (a) correntes de entrada e de saída, (b) corrente e tensão através do interruptor, e (c) corrente e tensão através do diodo.	310
Figura 189 Eficiência medida no protótipo experimental nas regiões R1 e R2, ambas realizadas com tensão de $V_o=100$ VDC.	311

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Regiões de operação do conversor flyback push-pull	73
Tabela 2	Tensões e corrente na célula isolada	86
Tabela 3	Regiões de operação do conversor CC-CC push-pull fly-back duplo	96
Tabela 4	Tensões e correntes no conversor em R1	98
Tabela 5	Casos de descontinuidade em R1	100
Tabela 6	Especificações de simulação	124
Tabela 7	Especificações de projeto	127
Tabela 8	Lista de componentes	130
Tabela 9	Regiões de operação do conversor CC-CC isolado push-pull trifásico	141
Tabela 10	Tensões e correntes no conversor em R1	143
Tabela 11	Tensões e correntes no conversor na região R2	148
Tabela 12	Especificações de simulação	161
Tabela 13	Tabela comparativa	162
Tabela 14	Tabela comparativa na região R2	164
Tabela 15	Especificações do projeto	172
Tabela 16	Esforços parametrizados de tensão e corrente	173
Tabela 17	Especificações do indutor	174
Tabela 18	Especificações do transformador trifásico	175
Tabela 19	Especificações dos semicondutores	176
Tabela 20	Regiões de operação do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente	187
Tabela 21	Tensões e correntes no conversor em R2	191
Tabela 22	Tensões e correntes no conversor em R3	194
Tabela 23	Especificações de simulação	211
Tabela 24	Tabela comparativa	212
Tabela 25	Tabela comparativa na região R3	214
Tabela 26	Especificações de projeto	215
Tabela 27	Esforços de tensão e corrente	216
Tabela 28	Especificações do indutor	217
Tabela 29	Especificações do transformador trifásico	218

Tabela 30	Especificações dos semicondutores	219
Tabela 31	Regiões de operação do conversor CC-CC isolado de Weinberg	229
Tabela 32	Tensões e correntes no conversor em R1	234
Tabela 33	Especificações de simulação.....	248
Tabela 34	Tabela comparativa	250
Tabela 35	Especificações de projeto	258
Tabela 36	Esforços de corrente	259
Tabela 37	Lista dos dispositivos de potência.....	262
Tabela 38	Regiões de operação do conversor.....	271
Tabela 39	Tensões e correntes no conversor na região R1	274
Tabela 40	Tensões e correntes no conversor na região R2	277
Tabela 41	Tensões e correntes no conversor na região R3	280
Tabela 42	Especificações do projeto	299
Tabela 43	Esforços de tensão e corrente	300
Tabela 44	Lista dos dispositivos de potência.....	303

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor	35
$\overline{\Delta I_L}$	Ondulação de corrente parametrizada de L	35
$\% \Delta I_L$	Ondulação de corrente percentual em L	35
ΔI_m	Ondulação na corrente de magnetização de Tf	35
ΔQ^+	Variação de carga em C	35
ΔV_o	Ondulação de tensão na saída	35
η	Rendimento do conversor	35
A_e	Área da seção transversal do núcleo magnético	35
A_p	Produto de áreas	35
$\overline{A_p}$	Produto parametrizado de áreas	35
A_w	Área da janela do núcleo magnético	35
B_{max}	Densidade fluxo magnético máximo	35
C	Capacitor de filtragem	35
C	Capacitância de C	35
D	Razão cíclica, definida como a razão t_{on}/T_S	35
E_i	Tensão de entrada	35
f_s	Frequência de comutação	35
G_{mcc}	Ganho estático no MCC	35
G_{mcd}	Ganho estático no MCD	35
i	Corrente instantânea	35
I_L	Corrente média em L	35
I_{Lpef}	Corrente primária eficaz de L	35
$\overline{I_{Lpef}}$	Corrente primária eficaz parametrizada de L	35
I_{Lsef}	Corrente secundária eficaz de L	35
$\overline{I_{Lsef}}$	Corrente secundária eficaz parametrizada de L	35
I_m	Corrente média na indutância de magnetização de Tf	35
I_{mp}	Corrente de pico na indutância de magnetização de Tf	35
I_o	Corrente média na carga	35
$\overline{I_o}$	Corrente de carga parametrizada	35
I_p	Corrente de pico em L	35
I_{Tpef}	Corrente primária eficaz de T	35
$\overline{I_{Tpef}}$	Corrente primária eficaz parametrizada de T	35

I_{Tsef}	Corrente secundária eficaz de T.....	35
\bar{I}_{Tsef}	Corrente secundária eficaz parametrizada de T.....	35
J_{max}	Densidade de corrente máxima.....	35
k_w	Fator de ocupação da janela	35
L	Indutor de filtragem	35
Lp	Indutor primário de Tf.....	35
Ls	Indutor secundário de Tf.....	35
L	Indutância de L.....	35
L_m	Indutância de magnetização de Tf.....	35
L_M	Indutância de magnetização de T	35
N_{esp}	Número de espiras de L	35
N_L	Relação de transformação de L_f	35
N_T	Relação de transformação de T	35
N_{Tp}	Número de espiras da bobina primária de T.....	35
N_{Ts}	Número de espiras da bobina secundária de T.....	35
P_o	Potência de saída	35
R_o	Resistor de carga	35
v	Tensão instantânea	35
v_D	Tensão no diodo	35
V_{Dmax}	Tensão máxima no diodo.....	35
V_o	Tensão média na saída	35
v_S	Tensão no interruptor.....	35
V_{Smax}	Tensão máxima no interruptor	35
T	Transformador.....	35
Tf	Transformador flyback.....	35
t_{on}	Tempo de condução do interruptor	35
T_s	Período de comutação.....	35
W_i	Energia fornecida pela fonte de alimentação.....	35
W_o	Energia consumida pela fonte carga	35

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	35
2 CONVERSORES CC-CC ISOLADOS CLÁSSICOS DO TIPO PUSH-PULL	39
2.1 INTRODUÇÃO	39
2.2 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM TENSÃO	40
2.2.1 Princípio de funcionamento	41
2.2.1.1 Modo de condução contínua	41
2.2.1.2 Modo de condução descontínua	43
2.2.1.3 Característica externa	44
2.2.2 Produto de áreas	45
2.2.2.1 Transformador	46
2.2.2.2 Indutor	46
2.3 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE	48
2.3.1 Princípio de funcionamento	49
2.3.1.1 Modo de condução contínua	49
2.3.1.2 Modo de condução descontínua	51
2.3.2 Característica externa	53
2.3.3 Produto de áreas	54
2.3.3.1 Transformador	54
2.3.3.2 Indutor	54
2.4 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL COM DUPLO INDUTOR DE ENTRADA	56
2.4.1 Princípio de funcionamento	57
2.4.1.1 Modo de condução contínua	57
2.4.1.2 Modo de condução descontínua	59
2.4.2 Característica externa	61
2.4.3 Produto de áreas	62
2.4.3.1 Transformador	62
2.4.3.2 Indutor	62
2.5 CONVERSOR CC-CC DE WEINBERG	64
2.5.1 Princípio de funcionamento	66
2.5.1.1 Modo de operação contínua para $D < 1/2$	66
2.5.1.2 Modo de condução descontínua	68
2.5.2 Característica externa	69
2.5.3 Produto de áreas	69

2.5.3.1	Transformador	70
2.5.3.2	Transformador flyback.....	71
2.6	CONVERTOR CC-CC PUSH-PULL FLYBACK	72
2.6.1	Princípio de funcionamento	73
2.6.1.1	Modo de condução contínua	74
2.6.1.2	Modo de condução descontínua	77
2.6.2	Característica externa.....	78
2.6.2.1	Transformador	79
2.6.2.2	Transformador flyback.....	80
2.7	CÉLULA DE COMUTAÇÃO ISOLADA DE TRÊS ESTADOS	81
2.8	CÉLULA DE COMUTAÇÃO ISOLADA DE QUATRO ES- TADOS.....	83
2.9	PROPOSTA DE CONVERTORES CC-CC ISOLADOS DO TIPO PUSH-PULL	85
2.10	CONCLUSÃO	91
3	CONVERTOR CC-CC PUSH-PULL FLYBACK DU- PLO	93
3.1	INTRODUÇÃO	93
3.2	O CONVERTOR	93
3.3	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	95
3.3.1	Modo de condução contínua em R1	96
3.3.2	Modo de condução descontínua em R1	98
3.3.2.1	Caso 1	98
3.3.2.2	Caso 2	100
3.3.2.3	Caso 3	101
3.3.2.4	Caso 4	103
3.4	ANÁLISE MATEMÁTICA.....	104
3.4.1	Ganho estático no MCC	104
3.4.2	Ganho estático no MCD	107
3.4.2.1	Caso 1	108
3.4.2.2	Caso 2	110
3.4.2.3	Caso 3	111
3.4.2.4	Caso 4	112
3.4.3	Característica externa.....	113
3.4.4	Transformador flyback	114
3.4.4.1	Ondulação da corrente de magnetização	114
3.4.4.2	Corrente de magnetização.....	115
3.4.4.3	Correntes eficazes nas bobinas	116
3.4.5	Transformador	117
3.4.6	Produto de áreas.....	117
3.4.6.1	Transformador flyback.....	118

3.4.6.2 Transformador	119
3.4.7 Filtro de saída	120
3.4.7.1 Ondulação da tensão na saída	120
3.4.7.2 Corrente eficaz no capacitor	121
3.5 EXEMPLO DE SIMULAÇÃO	123
3.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	127
3.6.1 Circuito de comando	128
3.6.2 Circuito grampeador	129
3.6.3 Circuito de potência	129
3.6.4 Resultados experimentais	129
3.7 CONCLUSÃO	138
4 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO ALI-	
MENTADO EM TENSÃO	139
4.1 INTRODUÇÃO	139
4.2 O CONVERSOR	139
4.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	140
4.3.1 Operação no MCC na região R1	141
4.3.2 Operação no MCC na região R2	143
4.3.3 Operação no modo de condução descontínua	148
4.4 ANÁLISE MATEMÁTICA EM REGIME PERMANENTE	148
4.4.1 Ganho estático no MCC	149
4.4.2 Ganho estático no MCD	152
4.4.3 Característica externa	153
4.4.4 Ondulação da corrente no indutor	154
4.4.5 Correntes eficazes no transformador	155
4.4.6 Ondulação da tensão no Capacitor	156
4.4.7 Corrente eficaz no Capacitor C_o	158
4.4.8 Esforços de tensão nos semicondutores	159
4.5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA	159
4.5.1 Operação na região R1	160
4.5.2 Operação na região R2	162
4.6 ANÁLISE DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO DO TRANS-	
FORMADOR TRIFÁSICO	163
4.6.1 Etapas de funcionamento	165
4.6.2 Análise matemática	165
4.6.3 Exemplo de simulação	169
4.7 EXEMPLO SIMPLIFICADO DE PROJETO	171
4.7.1 Cálculos pré-liminares	171
4.7.2 Indutor	172
4.7.3 Transformador Trifásico	174
4.7.4 Capacitor de saída	175

4.7.5 Semicondutores	175
4.7.6 Circuito de comando	176
4.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	176
4.9 CONCLUSÃO	182
5 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE	185
5.1 INTRODUÇÃO	185
5.2 O CONVERSOR	185
5.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	185
5.3.1 Operação no MCC na região R2	187
5.3.2 Operação no MCD em R2	192
5.3.3 Operação no MCC na região R3	192
5.3.4 Operação no MCD em R3	195
5.4 ANÁLISE MATEMÁTICA	197
5.4.1 Ganho estático no MCC	198
5.4.2 Ganho estático no MCD	199
5.4.3 Característica externa	201
5.4.4 Ondulação da corrente no indutor	202
5.4.5 Corrente média no indutor	202
5.4.6 Correntes eficazes no transformador	203
5.4.7 Ondulação da tensão no Capacitor	204
5.4.8 Corrente eficaz no capacitor	206
5.4.9 Produto de áreas	207
5.4.9.1 Transformador	207
5.4.9.2 Indutor	208
5.4.10 Esforços de tensões nos semicondutores	209
5.5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA	209
5.5.1 Operação na região R2	209
5.5.2 Operação na região R3	212
5.5.3 Operação com razão cíclica de 1/3	214
5.6 EXEMPLO SIMPLIFICADO DE PROJETO	214
5.6.1 Cálculos pré-liminares	214
5.6.2 Indutor	216
5.6.3 Transformador Trifásico	217
5.6.4 Capacitor de saída	218
5.6.5 Semicondutores	219
5.6.6 Circuito de comando	219
5.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	219
5.8 CONCLUSÃO	224
6 CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO DE WEINBERG	227
6.1 INTRODUÇÃO	227

6.2	O CONVERSOR	227
6.3	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	228
6.3.1	Operação no MCC na região R1	229
6.3.2	Operação no MCD em R1	233
6.4	ANÁLISE MATEMÁTICA	233
6.4.1	Ganho estático no MCC	235
6.4.2	Ganho estático no modo de condução descontínua ..	237
6.4.3	Característica externa	238
6.4.4	Ondulação da corrente de magnetização no trans- formador flyback	239
6.4.5	Corrente média de magnetização no transformador flyback	240
6.4.6	Correntes eficazes no transformador flyback	241
6.4.7	Correntes eficazes no transformador	241
6.4.8	Ondulação da tensão no Capacitor	242
6.4.9	Corrente eficaz no Capacitor C_o	244
6.4.10	Produto de areas	245
6.4.10.1	Transformador trifásico	245
6.4.10.2	Transformador flyback	245
6.5	SIMULAÇÃO NUMÉRICA	246
6.6	EFEITO DOS ELEMENTOS PARASITOS NOS DISPOSI- TIVOS MAGNÉTICOS	250
6.6.1	Operação considerando as indutâncias parasitas ...	251
6.6.1.1	Primeira etapa	252
6.6.1.2	Segunda etapa	253
6.6.2	Ganho estático modificado	257
6.6.3	Tensão nos interruptores	257
6.7	EXEMPLO DE PROJETO	258
6.7.1	Cálculos pré-liminares	258
6.7.2	Transformador flyback	259
6.7.3	Transformador Trifásico	260
6.7.4	Capacitor de saída	261
6.7.5	Semicondutores	261
6.7.6	Circuito de comando	262
6.7.7	Lista de componentes	262
6.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	264
6.9	CONCLUSÃO	268
7	CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL FLYBACK TRI- FÁSICO	269
7.1	INTRODUÇÃO	269
7.2	O CONVERSOR	269

7.3	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	270
7.3.1	Operação no MCC na região R1	271
7.3.2	Operação no MCC na região R2	274
7.3.3	Operação no MCC na região R3	277
7.3.4	Operação no modo de condução descontínua	279
7.4	ANÁLISE MATEMÁTICA EM REGIME PERMANENTE	280
7.4.1	Ganho estático no MCC	281
7.4.2	Ganho estático no MCD	284
7.4.3	Característica externa.....	285
7.4.4	Ondulação na corrente de magnetização do indutor	286
7.4.5	Corrente média na indutância de magnetização de L_f	288
7.4.6	Correntes eficazes no transformador flyback	289
7.4.7	Correntes eficazes no transformador trifásico	291
7.4.8	Corrente eficaz no Capacitor C_o	292
7.4.9	Ondulação da tensão no Capacitor	293
7.4.10	Esforços de tensão nos semicondutores	295
7.4.11	Produto de áreas.....	296
7.4.11.1	Transformador trifásico	296
7.4.11.2	Transformador flyback.....	297
7.5	EXEMPLO DE PROJETO	298
7.5.1	Cálculos pré-liminares.....	299
7.5.2	Transformador flyback	300
7.5.3	Transformador Trifásico	301
7.5.4	Capacitor de saída	302
7.5.5	Semicondutores	302
7.5.6	Circuito de comando	303
7.5.7	Lista de componentes	304
7.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	304
7.7	CONCLUSÃO	312
8	CONCLUSÃO	315
	REFERÊNCIAS	317

1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é a forma mais eficiente que o ser humano encontrou para transportar a energia disponível nas fontes primárias como: geradores hidrelétricos, térmicos, eólicos entre outros. Inicialmente, o uso da energia elétrica era de forma ineficiente e limitada em grande parte à alimentação de motores, à iluminação e ao aquecimento. A partir da década de 40 com o surgimento da eletrônica de potência foi possível ampliar as áreas de aplicação da energia elétrica, assim como aumentar o desempenho e a eficiência das aplicações existentes [2–8]. Nas fontes de alimentação, por exemplo, foi possível substituir as fontes lineares pesadas, volumosas e de baixo rendimento por fontes chaveadas leves, compactas e de alto rendimento. Na iluminação, na década de 80, foi possível substituir os reatores magnéticos por reatores eletrônicos, proporcionando baixo volume, menor peso e alto rendimento. Em acionamentos elétricos, a eletrônica de potência permitiu a substituição dos sistemas eletromecânicos, até então utilizados para realizar o controle de velocidade, por variadores de velocidade eletrônico, os quais são mais precisos e possuem resposta dinâmica rápida. Na área automotiva, a eletrônica de potência ajudou à difusão dos carros híbrido e elétrico; sendo que o primeiro é considerado um possível substituto do veículo convencional de combustão interna, já que estudos demonstraram que a união do motor elétrico com os atributos da máquina de combustão interna permite um melhor aproveitamento do combustível.

A substituição da tecnologia antiga por sistemas eletrônicos modernos nas diferentes áreas de aplicação permitirá economizar 30% do consumo de energia mundial [2], o que mostra que a eletrônica de potência é uma alternativa para o uso mais eficiente da energia consumida mundialmente. Este fato fez com que nos últimos anos as indústrias de fontes de alimentação tenham sido obrigadas a produzir sistemas de conversão de energia elétrica com capacidade de potência elevada, seguros, robustos, compactos, leves e, sobretudo econômicos.

As fontes de alimentação modernas, na maioria das aplicações, apresentam vários estágios de conversão [9] como mostrado na Figura 1. O diagrama de blocos corresponde a um sistema de acionamento elétrico de um motor, o qual pode ser encontrado em aplicações como os veículos elétricos [8, 10]. O sistema apresenta um barramento comum de tensão contínua. A energia da fonte de alimentação primária é transformada e regulada mediante um conversor CA-CC (retificador) quando a energia é fornecida por uma fonte alternada (rede elétrica) ou

um conversor CC-CC no caso de uma fonte de energia contínua (painéis fotovoltaicos, célula combustível). O sistema de armazenamento de energia tem a função de fornecer energia à carga na ausência da fonte primária, o qual é realizado mediante um conversor CC-CC que geralmente é isolado. Finalmente, um conversor CC-CA ou CC-CC é encarregado de transformar a energia, disponível no barramento de tensão contínuo, na forma adequada para seu respectivo consumo na carga.

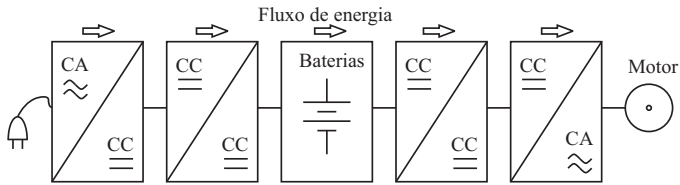


Figura 1. Digrama de blocos do sistema de acionamento elétrico de um motor.

Em algumas aplicações deseja-se a isolamento da fonte de alimentação nas fontes chaveadas. Isto é obtido por meio do uso do transformador, cuja operação pode ocorrer em baixa frequência ou alta frequência. O transformador além da isolamento permite adequar a tensão para níveis adequados, e quando operado em alta frequência permite a redução do seu volume e peso, resultando num menor custo deste dispositivo [11, 12]. A operação em alta frequência se consegue inserindo o transformador no estágio de conversão CC-CC, sendo o circuito denominado de conversor CC-CC isolado.

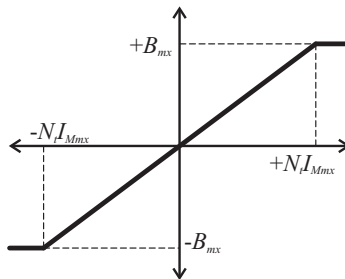


Figura 2. Curva BH idealizada dos conversores do tipo push-pull.

Os conversores CC-CC isolados podem ser classificados em função do transformador como monofásicos e trifásicos. As estruturas

monofásicas são baseadas, tipicamente, nos conversores forward, fly-back, ponte completa, meia ponte e push-pull [12–14]. Os conversores forward e flyback apresentam menor número de componentes, entretanto, estes operam num único quadrante da curva BH, limitando sua aplicação para potências baixas. Por outro lado, os conversores ponte completa, meia ponte e push-pull operam em dois quadrantes, conforme mostra a Figura 2, tornando-os adequados para meia e alta potência.

O conversor ponte completa possui a vantagem de limitar o esforço de tensão nos interruptores ao valor da fonte de entrada, porém quando aplicados em tensões baixas (<100 V) as perdas por condução tornam-se significativas, pois esta estrutura coloca dois interruptores em série com fonte de entrada. Já o conversor meia ponte coloca um único interruptor em série com a fonte de alimentação. Entretanto, este conversor precisa de um barramento com ponto médio gerado a partir da fonte de alimentação, o que reduz o ganho estático do conversor, pois a transferência de energia é realizada com a metade da tensão da fonte. A tensão de bloqueio dos interruptores no conversor meia ponte é igual à tensão de alimentação da fonte. Por outro lado, os conversores do tipo push-pull colocam um único interruptor em série com a fonte de entrada, realizam a transferência de energia utilizando a tensão plena da fonte e possuem os interruptores no mesmo potencial, facilitando seu acionamento. Em contrapartida, a estrutura precisa que as bobinas do transformador apresentem ponto médio.

Em aplicações que demandam grandes intensidades de corrente, os esforços de corrente nos semicondutores das estruturas monofásicas tornam-se excessivas, portanto, é necessária a associação de semicondutores em paralelo ou até mesmo de conversores (estruturas modulares). Contudo, a distribuição da corrente nestas opções pode não ocorrer de forma equilibrada, pois depende da precisão da fabricação dos semicondutores e/ou a simetria dos módulos. Uma solução alternativa é o uso dos conversores CC-CC trifásicos, os quais permitem a distribuição da corrente em três ramos, ampliando a capacidade de potência utilizando os mesmos semicondutores das estruturas monofásicas e, além disso, as estruturas trifásicas dissipam melhor o calor produzido nos semicondutores visto que o aumento da área de contato com o dissipador provoca a diminuição da resistência térmica.

Nas estruturas trifásicas, embora exista uma ampla gama de topologias [1, 15–21], a maioria utiliza a configuração ponte completa para o processamento da energia [1], a qual é mostrada na Figura 3. Isto faz com que os interruptores sejam bloqueados com a tensão da fonte de entrada. A isolamento é proporcionada por um transformador trifá-

sico, geralmente, com ligação Y-Y e cuja operação ocorre na frequência de comutação. O uso de um sistema trifásico permite incrementar a frequência de operação dos filtros com uma consequente redução no seu volume e peso. Além disso, o transformador trifásico de alta frequência apresenta-se mais compacto em potências elevadas quando comparado ao volume do transformador nos conversores monofásicos.

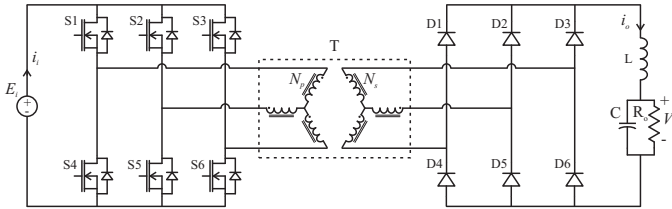


Figura 3. Conversor CC-CC isolado trifásico proposto em [1].

Neste contexto se identifica os conversores CC-CC isolados como meio para a redução do volume, peso e custo das fontes de alimentação chaveadas. Assim, neste trabalho são propostos novos conversores CC-CC isolados monofásico e trifásicos, os quais são baseadas nos conversores do tipo push-pull. Dentre os conversores propostos se tem um monofásico e quatro conversores trifásicos. O conversor monofásico tem como objetivo estender a faixa de operação do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada, permitindo operá-lo com razões cíclicas menores que 50%. As estruturas trifásicas têm o objetivo de proporcionar os benefícios dos sistemas trifásicos aos conversores CC-CC isolados convencionais do tipo push-pull, dentre os quais se tem: distribuição equilibrada das correntes na entrada e na saída, distribuição das perdas, redução do volume dos filtros, e melhor aproveitamento do transformador de isolamento.

O trabalho está organizado da seguinte forma. No primeiro capítulo é apresentada a revisão bibliográfica dos conversores CC-CC do tipo push-pull empregados como base para propor as novos conversores CC-CC isolados. Nos capítulos posteriores são estudados qualitativa e quantitativamente as topologias propostas. A validação da análise teórica, em cada capítulo, é realizada por meio dos resultados de simulação obtidos do simulador numérico PSIM. Um exemplo de projeto é realizado para cada uma das estruturas, em função da qual é elaborado o protótipo experimental respectivo para, finalmente, obter os resultados experimentais e compará-los com os teóricos. No último capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho.

2 CONVERSORES CC-CC ISOLADOS CLÁSSICOS DO TIPO PUSH-PULL

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os conversores CC-CC isolados clássicos do tipo push-pull, os quais são utilizados como base na geração de novas estruturas. Os conversores a serem estudados são:

- Conversor CC-CC push-pull alimentado em tensão;
- Conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente;
- Conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada;
- Conversor CC-CC de Weinberg;
- Conversor CC-CC push-pull flyback.

A análise qualitativa e quantitativa é apresentada de forma breve para cada conversor. Logo, as seguintes considerações são necessárias: o conversor está em regime permanente de operação, os semicondutores são ideais, o valor da indutância de magnetização do transformador é infinito, as bobinas do transformador estão perfeitamente acopladas e a tensão de saída é considerada constante.

Segundo a continuidade da corrente, geralmente a corrente através do indutor, os modos de operação destes conversores são três: modo de condução contínua, modo de operação descontínua e modo de condução crítica. Entretanto, neste capítulo somente serão analisados os modos de condução contínua e descontínua. Assim, o princípio de funcionamento em ambos os modos é apresentado. No modo de condução contínua são desenvolvidas as expressões de: ganho estático, esforços de tensão e de corrente nos filtros e no transformador, e produto de áreas dos dispositivos magnéticos. No equacionamento das correntes eficazes no conversor é desconsiderada a ondulação de corrente do filtro indutivo, isto é, assume-se que sua indutância é o suficientemente grande tal que a ondulação possa ser considerada nula ($\Delta I_L = 0$). As expressões matemáticas são apresentadas de forma parametrizada, sendo o resultado expressões em função da razão cíclica e da relação transformação do transformador.

No modo de condução descontínua é equacionado, unicamente, o ganho estático do conversor, com a finalidade de levantar sua respectiva curva de característica externa.

2.2 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM TENSÃO

O conversor CC-CC push-pull alimentado em tensão [11, 12, 22–29], o qual é mostrado na Figura 4, é constituído pelos seguintes componentes: um transformador monofásico de quatro enrolamentos (ou dois enrolamentos com ponto meio), um filtro indutivo, um filtro capacitivo, dois interruptores e dois diodos. O conversor é abaixador de tensão, entretanto, o transformador através da relação de transformação permite ajustar a tensão máxima de saída para um valor inferior ou superior à tensão de saída, porém, neste último caso tem-se um incremento no esforço de tensão nos diodos.

O reduzido número de componentes, o isolamento em alta frequência, o filtro de saída compacto e as baixas perdas por condução proporcionam fontes compactas, leves e de alto rendimento. Porém, esta estrutura apresenta esforço excessivo nos interruptores, o dobro da tensão de entrada $V_{Smax} = 2E_i$, o que o torna apropriado para aplicação em baixas tensões.

O alto rendimento desta estrutura se deve em grande parte ao fato do conversor colocar um único semicondutor em série tanto com a fonte de entrada como com a fonte de saída, o que reduz as perdas por condução no processo de conversão.

O principal problema desta estrutura é a saturação do transformador devido à desigualdade do produto $V \cdot s$ (produto volts-segundos) aplicado nas suas bobinas, que é causada principalmente por correntes de alta intensidade associada à assimetria do circuito, pulsos de comando desiguais, semicondutores com características físicas diferentes, assim como questões construtivas. Consequentemente, o uso deste conversor é evitado em aplicações que demandem correntes de alta intensidade.

A baixa impedância na entrada dificulta a ação do circuito de proteção contra falhas de curto-circuito no lado de entrada, isto devido à derivada de corrente nesta situação ser elevada.

Em aplicações de múltiplas saídas, o volume da estrutura incrementa, visto que o número de indutores de filtragem é proporcional ao número de saídas.

A operação do conversor no modo de condução contínua proporciona corrente de saída contínua com ondulação em alta frequência, o que reduz o volume do filtro capacitivo. Por outro lado, a corrente na entrada do conversor é descontínua, portanto, é requerido o uso de filtro na entrada.

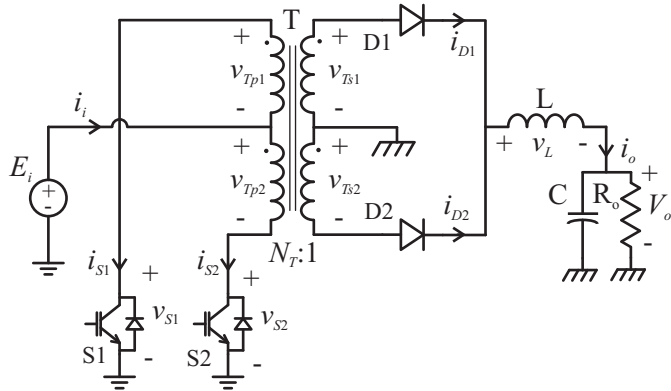


Figura 4. Conversor CC-CC push-pull alimentado em tensão.

2.2.1 Princípio de funcionamento

A tensão de saída é regulada por meio da razão cíclica, cuja faixa varia teoricamente entre 0 a 50%, entretanto na prática a razão cíclica máxima é menor que 50%, para evitar a condução simultânea dos interruptores devido às não idealidades do circuito.

Os sinais de comando dos interruptores encontram-se defasados em 180° e são mostrados na Figura 5.

Em função da continuidade da corrente através do indutor, dois possíveis modos de operação ocorrem: modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD).

2.2.1.1 Modo de condução contínua

O conversor neste modo apresenta quatro etapas de operação: duas etapas de armazenamento e duas de transferência.

A etapa de armazenamento ocorre durante a condução de um dos interruptores. A fonte de entrada transfere energia para o circuito. Parte desta energia é acumulada no indutor e a restante é enviada para a carga.

A etapa de transferência começa com a polarização direta dos diodos, causado pelo bloqueio dos interruptores. A energia acumulada no indutor é transferida para a carga. A fonte de entrada não transfere energia ao circuito. As principais formas de onda em cada uma das

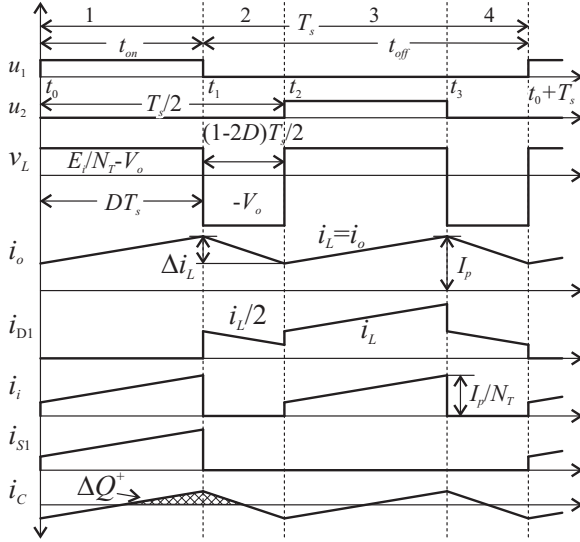


Figura 5. Principais formas de onda do conversor cc-cc push-pull no modo de condução contínua.

etapas são mostradas na Figura 5.

O ganho estático ou característica estática de transferência é dada pela Eq. (2.1), onde N_T é a relação entre o número de espiras das bobinas primária e secundária do transformador $N_T = N_{Tp}/N_{Ts}$.

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{2}{N_T} D \quad (2.1)$$

No modo de condução contínua, a energia acumulada no indutor não é completamente transferida, isto é, o fluxo magnético no indutor não se anula, portanto a corrente no indutor é contínua, conforme mostra a Figura 5. A amplitude da ondulação de corrente no indutor (ΔI_L) é calculada através da Eq. (2.2).

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\Delta I_L L}{T_s V_o} = \frac{1 - 2D}{2} \quad (2.2)$$

As correntes eficazes nas bobinas primárias do transformador são determinadas pelos tempos de condução dos respectivos semicondutores em série. Os valores das correntes eficazes nas bobinas, desconsiderando a ondulação de corrente no indutor ($\Delta I_L = 0$), são calculados através das Eqs. (2.3) e (2.4).

$$\overline{I_{T_{pef}}} = \frac{I_{T_{pef}}}{I_o} = \frac{1}{N_T} \sqrt{D} \quad (2.3)$$

$$\overline{I_{T_{sef}}} = \frac{I_{T_{sef}}}{I_o} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + 2D} \quad (2.4)$$

A ondulação de tensão no capacitor está relacionada à variação de carga e a capacitância. Assumindo que toda a componente alternada da corrente através do indutor circula pelo capacitor, a variação de carga é proporcional à amplitude da ondulação corrente. Assim,

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q^+}{C} = \frac{\Delta I_L T_s}{8C} \quad (2.5)$$

Substituindo a Eq. (2.2) em (2.5) tem-se:

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o LC}{T_s^2 V_o} = \frac{\overline{\Delta I_L}}{8} \quad (2.6)$$

2.2.1.2 Modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua, a energia acumulada no indutor anula-se antes do começo de uma nova etapa de armazenamento, dando origem a duas novas etapas, onde unicamente o capacitor fornece energia para a carga. Assim, neste modo o conversor apresenta seis etapas de operação segundo mostra a Figura 6.

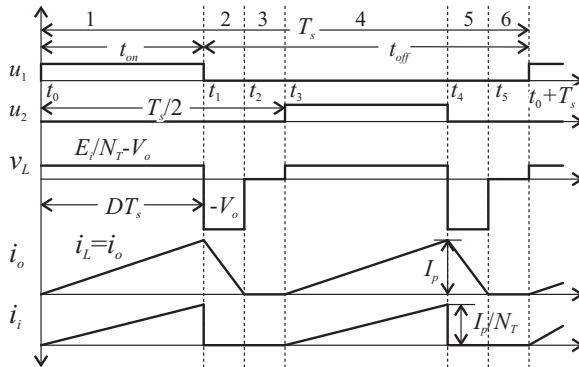


Figura 6. Principais formas de onda do conversor cc-cc push-pull no modo de condução descontínua.

A energia fornecida pela fonte é limitada e é dada pela seguinte expressão:

$$W_i = 2 \frac{1}{2} \frac{E_i I_p t_{on}}{N_T} \quad (2.7)$$

A corrente de pico é função da indutância e das tensões de entrada e saída.

$$I_p = \frac{1}{L} \left(\frac{E_i}{N_T} - V_o \right) t_{on} \quad (2.8)$$

Substituindo a Eq. (2.8) em (2.7) tem-se:

$$W_i = \frac{E_i}{N_T} \left(\frac{E_i}{N_T} - V_o \right) \frac{t_{on}^2}{L} \quad (2.9)$$

A energia consumida pela carga durante um período de comutação é:

$$W_o = P_o T_s = V_o I_o T_s \quad (2.10)$$

Do princípio da conservação da energia se tem que energia fornecida pela fonte deve ser igual à energia consumida pela carga ($W_i = W_o$). Assim, igualando as Eqs. (2.9) e (2.10) se obtém o ganho estático do conversor no MCD dada pela Eq.(2.11).

$$G_{mcd} = \frac{1}{N_T} \frac{D^2}{N_T \overline{I_o} + D^2} \quad (2.11)$$

onde $\overline{I_o}$ é a corrente parametrizada através da carga e é dada por:

$$\overline{I_o} = \frac{I_o L}{T_s E_i} \quad (2.12)$$

2.2.1.3 Característica externa

A partir das expressões do ganho estático nos modos de condução contínua e descontínua é possível levantar a curva da característica externa do conversor em função da corrente de carga parametrizada, a qual é mostrada na Figura 7. As curvas foram obtidas para relação de transformação unitária $N_T = 1$.

A região limite entre os modos de condução contínua e descon-

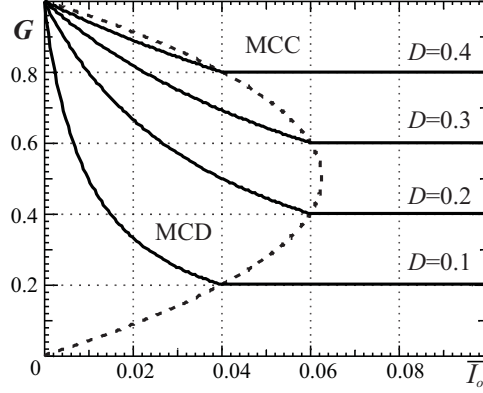


Figura 7. Característica externa do conversor cc-cc push-pull alimentado em tensão para $N_T = 1$.

tínua é denominada de região de condução crítica. Nesta região a corrente parametrizada e o ganho estático são definidos, unicamente, pela razão cíclica e a relação de transformação do transformador. A expressão da corrente de carga parametrizada é obtida igualando os ganhos estáticos no MCC e MCD (Eqs.(2.1) e (2.11)).

$$\overline{I_o} = \frac{1}{N_T} \frac{(1 - 2D)D}{2} \quad (2.13)$$

A partir da Eq. (2.13) verifica-se que a região de condução descontínua mais ampla ocorre para $D = 1/4$.

2.2.2 Produto de áreas

Nesta seção são desenvolvidas as expressões matemáticas para o cálculo do produto de áreas do transformador e do indutor no modo de condução contínua. As equações serão apresentadas na forma da Eq. (2.14), onde k_{Ae} e k_{Aw} são fatores associados às áreas da seção transversal do núcleo e da janela, respectivamente. A constante k_w é o fator de aproveitamento da área disponível na janela por parte dos condutores.

$$A_e A_w = \frac{P_o k_{Ae} k_{Aw}}{J_{max} B_{max} f_s k_w} \quad (2.14)$$

2.2.2.1 Transformador

O fluxo magnético no núcleo é definido pelas tensões aplicadas nas bobinas primárias. Assim, a área necessária no núcleo é:

$$A_e = \frac{E_i}{N_{Tp} \Delta B_{max}} D T_s \quad (2.15)$$

No modo de condução contínua e considerando que o fluxo magnético varia em dois quadrantes ($\Delta B_{max} = 2B_{max}$) tem-se:

$$A_e = \frac{V_o N_T}{4 N_{Tp} B_{max}} T_s \quad (2.16)$$

A área necessária na janela é proporcional à corrente eficaz através das bobinas.

$$A_w = \frac{2 N_{Tp}}{J_{max} k_w} \left(I_{T_{pef}} + \frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right) \quad (2.17)$$

Substituindo as Eqs.(2.3) e (2.4) em (2.17) tem-se:

$$A_w = \frac{2 N_{Tp} I_o}{J_{max} k_w N_T} (N_T \overline{I_{T_{pef}}} + \overline{I_{T_{sef}}}) \quad (2.18)$$

Assim, os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(2.16) e (2.18) são dadas pelas Eqs. (2.19) e (2.20) e mostradas de forma gráfica na Figura 8.

$$k_{Ae} = \frac{1}{4} \quad (2.19)$$

$$k_{Aw} = 2\sqrt{D} + \sqrt{1 + 2D} \quad (2.20)$$

2.2.2.2 Indutor

A área do núcleo magnético do indutor é proporcional à corrente máxima através da sua bobina e ao valor da indutância.

$$A_e = \frac{I_p L}{N_{esp} B_{max}} \quad (2.21)$$

A corrente de pico no indutor no modo de condução contínua é:

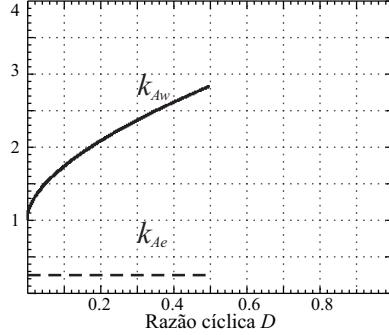


Figura 8. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.

$$I_p = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.22)$$

A indutância segundo a Eq. (2.2) é:

$$L = \frac{T_s V_o \overline{\Delta I_L}}{\Delta I_L} \quad (2.23)$$

Substituindo as Eqs.(2.22) e (2.23) em (2.21) tem-se:

$$A_e = \frac{V_o}{2f_s N_{esp} B_{max}} \overline{\Delta I_L} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_L} \right) \quad (2.24)$$

onde $\% \Delta I_L$ a ondulação de corrente percentual ($\% \Delta I_L = \Delta I_L / I_L$).

A área da janela é proporcional à corrente média na carga.

$$A_w = \frac{N_{esp} I_o}{J_{max} k_w} \quad (2.25)$$

Os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(2.24) e (2.25) são dadas pelas Eqs. (2.26) e (2.27) e mostradas de forma gráfica na Figura 9. O fator k_{Ae} do indutor foi traçada para ondulação de 20% e 10%.

$$k_{Ae} = \frac{1 - 2D}{4} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_L} \right) \quad (2.26)$$

$$k_{Aw} = 1 \quad (2.27)$$

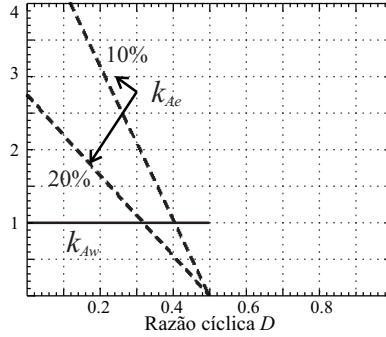


Figura 9. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor.

2.3 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE

A Figura 10 mostra o conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente [11, 12, 22, 23, 26, 30–34], o qual é constituído pelos seguintes componentes: um transformador monofásico de quatro enrolamentos, um filtro indutivo, um filtro capacitivo, dois interruptores e dois diodos.

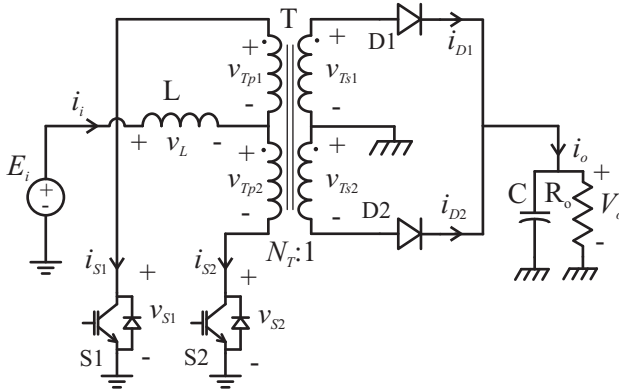


Figura 10. Conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente

O conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente é elevador de tensão, entretanto o transformador possibilita ter tensões de saída menores que a tensão de entrada. A razão cíclica de operação deste conversor é limitada à faixa de 50% a 100%. A tensão teórica disponível

na saída do conversor varia entre E_i/N_T e ∞ .

A principal característica desta estrutura é a não saturação do transformador em virtude da alta impedância existente entre a fonte de alimentação e o transformador [11]. Assim, esta estrutura é apropriada em aplicações que demandam correntes de alta intensidade.

No modo de operação contínua não há necessidade de um filtro de entrada, mas se for preciso, o volume deste é reduzido. Em contrapartida, o esforço de corrente no filtro de saída é alto devido à natureza pulsada da corrente de saída, portanto este filtro pode resultar volumoso.

A alta impedância na entrada facilita a atuação do circuito de proteção contra falhas de curto-circuito. Além disso, em aplicações de múltiplas saídas não há necessidade de mais indutores, sendo suficiente o incremento de bobinas secundárias e filtros capacitivos na mesma proporção.

A tensão máxima sobre os interruptores é duas vezes a tensão de saída referida ao lado primário do transformador $V_{Smax} = 2N_TV_o$. Nos diodos, a tensão reversa máxima é duas vezes a tensão de saída $V_{Dmax} = 2V_o$.

A partida deste conversor requer de cuidados especiais devido à alta intensidade de corrente drenada pelo capacitor na partida, já que este começa carregar com tensão inicial de E_i/N_T .

2.3.1 Princípio de funcionamento

O acionamento dos interruptores, tal qual no conversor CC-CC push-pull, é feito por sinais defasados em 180° , conforme mostra a Figura 11, porém neste caso a estrutura não admite o bloqueio simultâneo dos interruptores, limitando a operação para razões cíclicas maiores que 50%.

2.3.1.1 Modo de condução contínua

No modo de condução contínua, a energia acumulada no indutor não é completamente transferida, isto é, o fluxo magnético no indutor não se anula, resultando numa corrente contínua através do indutor, conforme mostra a Figura 11. O número de etapas de operação neste modo é quatro: duas de armazenamento e duas de transferência.

A etapa de armazenamento ocorre durante a condução simultâ-

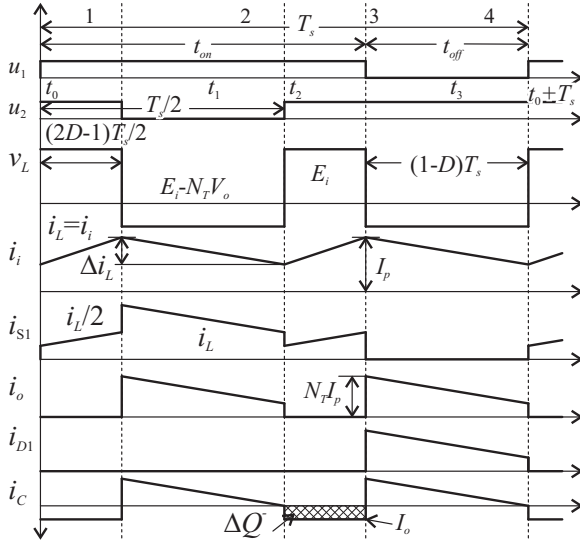


Figura 11. Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua.

nea dos interruptores. As tensões nas bobinas do transformador são nulas. O indutor armazena a energia fornecida pela fonte de alimentação. Durante esta etapa, somente o capacitor fornece energia para a carga.

A etapa de transferência se dá quando um único interruptor conduz. A fonte de alimentação e o indutor transferem energia simultaneamente para a saída, sendo que parte desta energia é armazenada no capacitor. Os semicondutores bloqueiam com tensão máxima, sendo de $2N_T V_o$ no interruptor e $2V_o$ no diodo. As principais formas de onda em cada uma das etapas são mostradas na Figura 11.

O ganho estático no modo de condução contínua é dada pela Eq. (2.28).

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{1}{2N_T} \frac{1}{1-D} \quad (2.28)$$

A amplitude da ondulação de corrente no indutor é calculada através da Eq. (2.29).

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\Delta I_L L}{T_s V_o} = N_T (1-D)(2D-1) \quad (2.29)$$

A expressão que relaciona a corrente média no indutor com a corrente média de carga é dada por:

$$\overline{I_L} = \frac{I_L}{I_o} = \frac{1}{2N_T} \frac{1}{1-D} \quad (2.30)$$

As equações das correntes eficazes através das bobinas primária e secundária no transformador, desconsiderando a ondulação de corrente, são dadas a seguir:

$$\overline{I_{T_{pef}}} = \frac{I_{T_{pef}}}{I_o} = \frac{I_L}{2I_o} \sqrt{3-2D} = \frac{1}{4N_T} \frac{\sqrt{3-2D}}{1-D} \quad (2.31)$$

$$\overline{I_{T_{sef}}} = \frac{I_{T_{sef}}}{I_o} = \frac{I_L N_T}{I_o} \sqrt{1-D} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1-D}} \quad (2.32)$$

A amplitude da ondulação de tensão no capacitor é calculada em função de sua variação de carga, considerando que este se descarrega (ver Figura11) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{|\Delta Q^-|}{C} = \frac{I_o(2D-1)T_s}{2C} \quad (2.33)$$

Na forma parametrizada resulta em

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o C}{I_o T_s} = \frac{2D-1}{2} \quad (2.34)$$

2.3.1.2 Modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua, a energia acumulada no indutor anula-se antes do começo de uma nova etapa de armazenamento, conforme mostra a Figura 12, dando origem a duas novas etapas onde unicamente o capacitor fornece energia para a carga.

A energia fornecida pela fonte é:

$$W_i = 2 \frac{1}{2} E_i I_p (t_m + t_d) \quad (2.35)$$

onde t_m e t_d são os tempos de magnetização e desmagnetização do indutor.

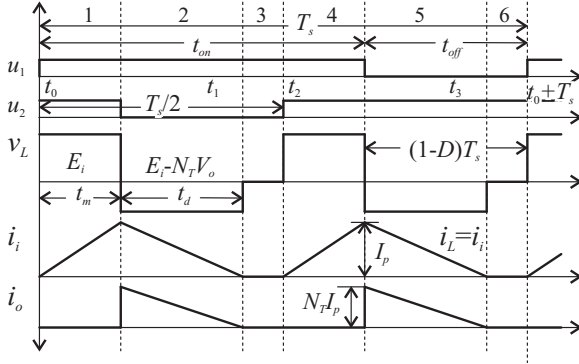


Figura 12. Principais formas de onda do conversor cc-cc push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua.

$$t_m = \frac{2D - 1}{2} T_s \quad (2.36)$$

$$t_d = -\frac{LI_p}{E_i - N_T V_o} \quad (2.37)$$

A corrente de pico é somente função da tensão de entrada e da indutância.

$$I_p = \frac{E_i}{L} t_m \quad (2.38)$$

Trabalhando as Eqs. (2.35)-(2.38) tem-se:

$$W_i = \frac{E_i^2 T_s^2}{4L} \left(1 + \frac{E_i}{N_T V_o - E_i} \right) (2D - 1)^2 \quad (2.39)$$

A energia consumida pela carga durante um período de comutação é:

$$W_o = P_o T_s = V_o I_o T_s \quad (2.40)$$

Idealmente, a energia consumida pela carga e fornecida pela fonte num período de comutação são iguais ($W_i = W_o$). Logo, igualando as Eqs. (2.39) e (2.40) e, em seguida, agrupando-as se obtém o ganho estático do conversor no MCD dada pela Eq.(2.41).

$$G_{mcd} = \frac{1}{n_T} \frac{4\overline{I}_o + n_T(2D - 1)^2}{4\overline{I}_o} \quad (2.41)$$

2.3.2 Característica externa

Empregando as expressões do ganho estático nos modos de condução contínua e descontínua, dadas pelas Eqs. (2.28) e (2.41), é levantado a curva da característica externa do conversor em função da corrente de carga parametrizada e mostrada na Figura 13. As curvas foram obtidas para relação de transformação unitária $N_T = 1$.

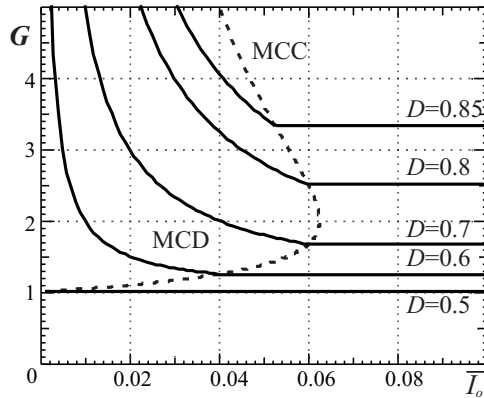


Figura 13. Característica externa do conversor cc-cc push-pull alimentado em corrente para $N_T = 1$.

Na região crítica a corrente parametrizada de carga é dada pela seguinte expressão:

$$\overline{I}_o = \frac{N_T}{2}(2D - 1)(1 - D) \quad (2.42)$$

Logo, o ponto mais crítico na curva de característica externa ocorre para $D = 3/4$, onde a corrente de carga parametrizada é máxima, conforme se pode verificar através da Eq. (2.42).

2.3.3 Produto de áreas

As equações para o cálculo do produto das áreas no transformador e no indutor para o conversor push-pull alimentado em corrente, operando no modo de condução contínua, são apresentados a seguir.

2.3.3.1 Transformador

A área necessária na seção transversal do núcleo é:

$$A_e = \frac{N_T V_o}{N_{Tp} \Delta B_{max}} (1 - D) T_s = \frac{N_T V_o}{2 N_{Tp} B_{max}} (1 - D) T_s \quad (2.43)$$

A área necessária na janela é:

$$A_w = \frac{2 N_{Tp}}{J_{max} k_w} \left(I_{T_{pef}} + \frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right) \quad (2.44)$$

Substituindo as Eqs.(2.31) e (2.32) em (2.44) tem-se:

$$A_w = \frac{2 N_{Tp} I_o}{J_{max} k_w N_T} \left(N_T \overline{I_{T_{pef}}} + \overline{I_{T_{sef}}} \right) \quad (2.45)$$

Assim, os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(2.43) e (2.45) são dadas pelas Eqs. (2.46) e (2.47) e mostradas de forma gráfica na Figura 14.

$$k_{Ae} = \frac{1 - D}{2} \quad (2.46)$$

$$k_{Aw} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{3 - 2D}}{1 - D} + \frac{\sqrt{1 - D}}{1 - D} \quad (2.47)$$

2.3.3.2 Indutor

A equação para o cálculo da área da seção transversal do núcleo é similar à do conversor CC-CC push-pull.

$$A_e = \frac{V_o}{2 f_s N_{esp} B_{max}} \Delta I_L \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_L} \right) \quad (2.48)$$

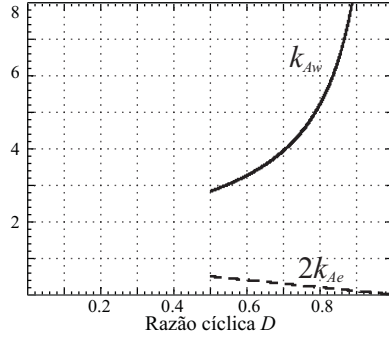


Figura 14. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.

A área necessária na janela neste caso é:

$$A_w = \frac{N_{esp} I_L}{J_{max} k_w} = \frac{N_{esp} I_o}{J_{max} k_w} \overline{I_L} \quad (2.49)$$

Logo, os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(2.48) e (2.49) são dadas pelas Eqs. (2.50) e (2.51) e mostradas de forma gráfica na Figura 15. As curvas do indutor foram traçadas para ondulações de 10% e 20%.

$$k_{Ae} = \frac{(1-D)(2D-1)}{2} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_L} \right) \quad (2.50)$$

$$k_{Aw} = \frac{1}{2} \frac{1}{1-D} \quad (2.51)$$

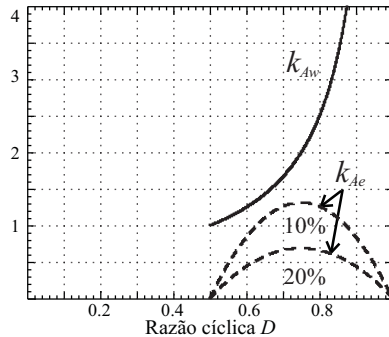


Figura 15. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor.

2.4 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL COM DUPLO INDUTOR DE ENTRADA

O conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada [35–42], mostrado na Figura 16, é constituído pelos seguintes dispositivos: dois indutores de filtragem, um transformador de três enrolamentos, um filtro capacitivo, dois interruptores e dois diodos.

Este conversor, tal como o conversor cc-cc push-pull alimentado em corrente, é elevador de tensão. A faixa de tensão disponível na saída varia entre $2E_i/N_T$ a ∞ , a qual corresponde a faixa de razão cíclica entre 50% a 100%.

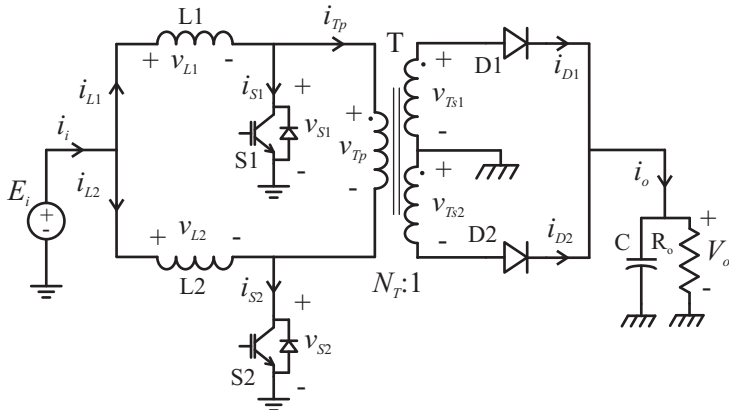


Figura 16. Conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada

As características deste conversor são semelhantes àqueles presentes no conversor cc-cc push-pull alimentado em corrente, porém com a diferença que este emprega duas fontes de corrente na entrada, as quais são obtidas através do uso de dois indutores. Esta característica permite a diminuição dos esforços de corrente nos elementos magnéticos tanto nos indutores como no transformador. Além disso, só é necessária uma única bobina primária no transformador.

No modo de condução descontínua os esforços de corrente deste conversor são menores, quando comparados aos presentes no conversor push-pull alimentado em corrente nas mesmas condições. Isto ocorre pelo fato da corrente na entrada ser contínua. Além disso, esta estrutura possui a região de operação descontínua mais ampla, o que permite o processamento de potências maiores neste modo.

A tensão de bloqueio dos diodos é duas vezes a tensão de saída $V_{Dmax} = -2V_o$, que é igual à tensão reversa do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente. Já no caso do interruptor é igual à tensão induzida na bobina primária do transformador $V_{Smax} = N_T V_o$.

2.4.1 Princípio de funcionamento

2.4.1.1 Modo de condução contínua

A corrente através dos indutores não se anula. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 19. O número de etapas de operação é quatro: duas de armazenamento e duas de transferência.

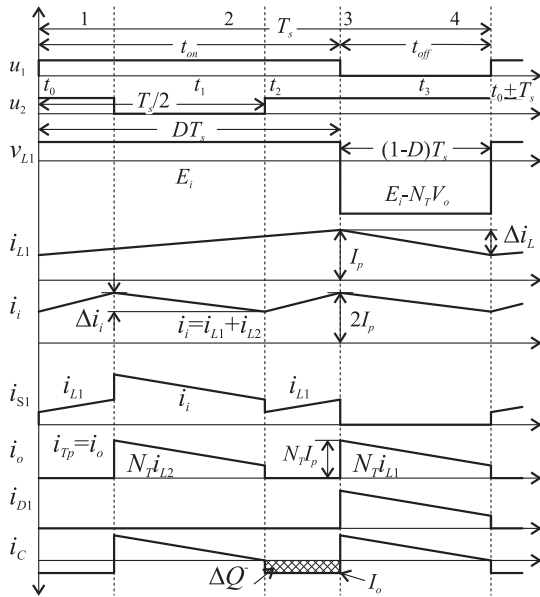


Figura 17. Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor no modo de condução contínua.

A etapa de armazenamento é caracterizada pela condução simultâneas dos interruptores. A bobina primária é curto-circuitada. Os indutores recebem energia da fonte de alimentação. Os diodos são re-

versamente polarizados. A energia consumida pela carga é fornecida unicamente pelo capacitor.

A etapa de transferência ocorre quando um dos interruptores é bloqueado, causando a polarização direta de um dos diodos. A energia acumulada no indutor, correspondente ao interruptor bloqueado, é transferida para saída. O capacitor é recarregado durante esta etapa. As tensões aplicadas no interruptor e no diodo bloqueados são $N_T V_o$ e $2V_o$. As principais formas de onda em cada uma das etapas são mostradas na Figura 17.

O ganho estático no MCC é dada pela Eq. (2.52).

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{1}{N_T} \frac{1}{1-D} \quad (2.52)$$

A amplitude da ondulação de corrente no indutor é calculada através da Eq. (2.53).

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\Delta I_L L}{T_s V_o} = N_T (1-D) D \quad (2.53)$$

A Figura 17 mostra que a frequência da ondulação de corrente através do indutor é igual à frequência de comutação. Já a ondulação de corrente na entrada do conversor é o dobro deste valor, e cuja amplitude de ondulação é dada pela Eq. (2.54). A equação mostra que a ondulação de corrente na entrada do conversor é igual à expressão da ondulação do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente (ver Eq. (2.29)), consequentemente, a indutância requerida em ambos os conversores, para as mesmas especificações de projeto, é igual.

$$\overline{\Delta I_i} = \frac{\Delta I_i L}{T_s V_o} = N_T (1-D)(2D-1) \quad (2.54)$$

As Eqs. (2.53) e (2.54) são mostradas de forma gráfica na Figura 18.

A corrente através do indutor é função da corrente de carga e da razão cíclica.

$$\overline{I_L} = \frac{I_L}{I_o} = \frac{1}{2N_T} \frac{1}{1-D} \quad (2.55)$$

As correntes eficazes nas bobinas do transformador são:

$$\overline{I_{Tpef}} = \frac{I_{Tpef}}{I_o} = \frac{I_L}{I_o} \sqrt{2(1-D)} = \frac{1}{N_T} \frac{1}{\sqrt{2(1-D)}} \quad (2.56)$$

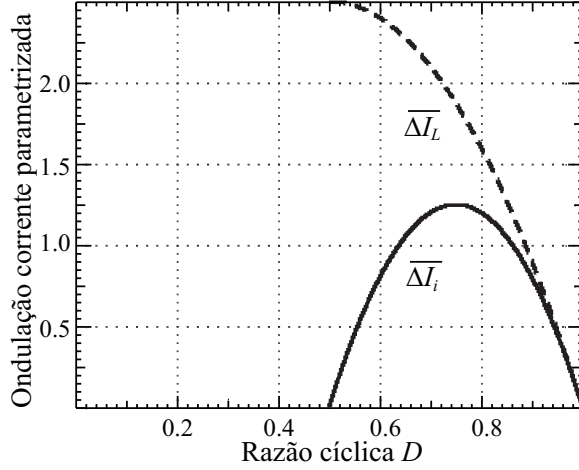


Figura 18. Ondulação de corrente parametrizada no indutor e na entrada do conversor.

$$\overline{I_{Tsef}} = \frac{I_{Tsef}}{I_o} = \frac{I_L}{I_o} N_T \sqrt{1-D} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1-D}} \quad (2.57)$$

A amplitude de ondulação de tensão no capacitor é:

$$\Delta V_o = \frac{|\Delta Q^-|}{C} = \frac{I_o(2D-1)T_s}{2C} \quad (2.58)$$

Na forma parametrizada resulta em:

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o C}{I_o T_s} = \frac{2D-1}{2} \quad (2.59)$$

2.4.1.2 Modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua, a energia acumulada nos indutores anula-se antes do começo de uma nova etapa de armazenamento, conforme mostra a Figura 19, dando origem a duas novas etapas, onde unicamente o capacitor fornece energia para a carga.

A energia fornecida pela fonte é:

$$W_i = 2 \frac{1}{2} E_i I_p (t_m + t_d) \quad (2.60)$$

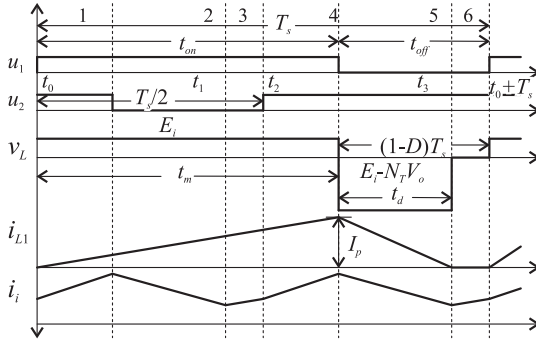


Figura 19. Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor no modo de condução descontínua.

onde t_m e t_d são os tempos de magnetização e desmagnetização de cada indutor.

$$t_m = DT_s \quad (2.61)$$

$$t_d = -\frac{LI_p}{E_i - N_T V_o} \quad (2.62)$$

A corrente de pico é dada por:

$$I_p = \frac{E_i}{L} t_m \quad (2.63)$$

Trabalhando as Eqs. (2.60)-(2.63) tem-se:

$$W_i = \frac{E_i^2 T_s^2}{L} \left(1 + \frac{E_i}{N_T V_o - E_i} \right) D^2 \quad (2.64)$$

A energia consumida pela carga num período de comutação é:

$$W_o = P_o T_s = V_o I_o T_s \quad (2.65)$$

Em condições ideais as energias, consumida pela carga e fornecida pela fonte num período de comutação, são iguais ($W_i = W_o$). Assim, igualando as Eqs. (2.64) e (2.65) e, em seguida, agrupando-as se obtém o ganho estático do conversor no MCD dada pela Eq.(2.66).

$$G_{mcd} = \frac{\overline{I}_o + N_T D^2}{N_T \overline{I}_o} \quad (2.66)$$

2.4.2 Característica externa

A partir das expressões do ganho estático nos modos de condução contínua e descontínua, dadas pelas Eqs. (2.52) e (2.66), é possível levantar a curva da característica externa do conversor em função da corrente de carga parametrizada e mostrada na Figura 20. As curvas foram obtidas para relação de transformação unitária $N_T = 1$.

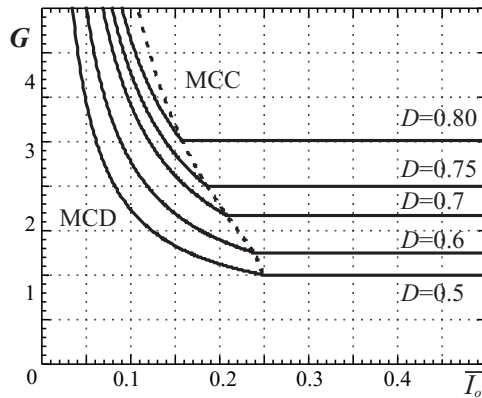


Figura 20. Característica externa do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada para $N_T = 1$.

Na região crítica a corrente parametrizada de carga é dada pela seguinte expressão:

$$\overline{I}_o = N_T D(1 - D) \quad (2.67)$$

O ponto mais crítico na curva de característica externa ocorre para $D = 1/2$, onde a corrente de carga parametrizada é máxima, conforme se pode verificar através da Eq. (2.67)

2.4.3 Produto de áreas

As equações para o cálculo do produto das áreas no transformador e no indutor para o conversor operando no modo de condução contínua são desenvolvidas a seguir.

2.4.3.1 Transformador

A área necessária no núcleo é:

$$A_e = \frac{N_T V_o}{N_{Tp} \Delta B_{max}} (1 - D) T_s = \frac{N_T V_o}{2 N_p B_{max}} (1 - D) T_s \quad (2.68)$$

A área necessária na janela é:

$$A_w = \frac{N_{Tp}}{J_{max} k_w} \left(I_{T_{pef}} + 2 \frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right) \quad (2.69)$$

Substituindo as Eqs.(2.56) e (2.57) em (2.69) tem-se:

$$A_w = \frac{N_{Tp} I_o}{J_{max} k_w N_T} (N_T \overline{I_{T_{pef}}} + 2 \overline{I_{T_{sef}}}) \quad (2.70)$$

Assim, os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(2.68) e (2.69) são dadas pelas Eqs. (2.71) e (2.72) e mostradas de forma gráfica na Figura 21.

$$k_{Ae} = \frac{1 - D}{2} \quad (2.71)$$

$$k_{Aw} = \frac{1}{\sqrt{2(1 - D)}} + \frac{1}{\sqrt{1 - D}} \quad (2.72)$$

2.4.3.2 Indutor

As expressões para o cálculo das áreas do núcleo e da janela são semelhantes ao do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente. Logo, os fatores k_{Ae} e k_{Aw} são dadas pelas Eqs. (2.73) e (2.74) e mostradas de forma gráfica na Figura 22. As curvas do indutor foram traçadas para ondulações de 10% e 20%.

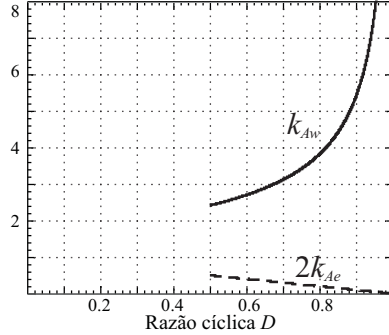


Figura 21. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.

$$k_{Ae} = \frac{(1-D)D}{2} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_L} \right) \quad (2.73)$$

$$k_{Aw} = \frac{1}{2} \frac{1}{1-D} \quad (2.74)$$

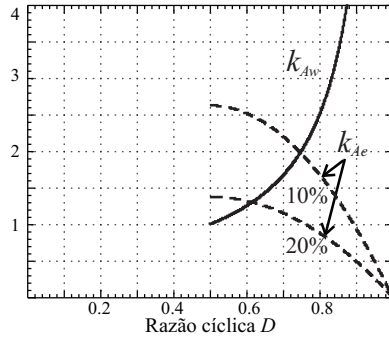


Figura 22. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor.

O fator k_{Ae} associado à área da seção transversal do núcleo do indutor, conforme mostra a Figura 22, mostra-se maior que a do indutor do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente. Entretanto, este valor foi obtido em função da ondulação de corrente no indutor ΔI_L , a qual é diferente da ondulação de corrente na entrada como mostram as Eqs. (2.53) e (2.54). Assim, a área da seção transversal do núcleo magnético para uma ondulação de corrente na entrada equivalente à proporcionada pelo conversor push-pull alimentado em corrente

resulta em:

$$A_e = \frac{V_o}{2f_s N_{esp} B_{max}} \overline{\Delta I_i} \left(\frac{1}{\% \Delta I_i} + \frac{\overline{\Delta I_L}}{\overline{\Delta I_i}} \right) \quad (2.75)$$

Logo, o novo fator k_{Ae} do indutor é:

$$k_{Ae} = \frac{(1-D)(2D-1)}{2} \left(\frac{1}{\% \Delta I_i} + \frac{D}{2D-1} \right) \quad (2.76)$$

Na Figura 23 são traçadas a curva para o fator k_{Ae} dada pela Eq. (2.76). O resultado mostra que o fator k_{Ae} é menor que no caso anterior, e inclusive menor que o do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente.

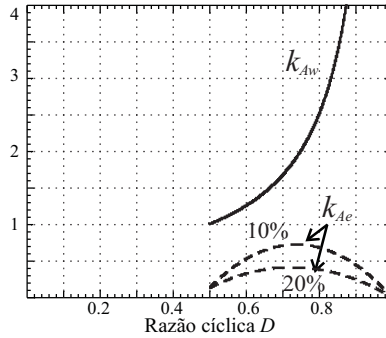


Figura 23. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor em função de ΔI_i .

2.5 CONVERSOR CC-CC DE WEINBERG

O conversor CC-CC de Weinberg [11, 43–50], o qual é mostrado a Figura 24, é constituído pelos seguintes dispositivos: um par de indutores acoplados L1 e L2 (transformador flyback T_f), um filtro capacitivo, um transformador de quatro enrolamentos, dois interruptores e três diodos.

Este conversor foi proposto originalmente por Weinberg [45]. Trata-se de um conversor elevador-abaixador de tensão, cuja faixa de razão cíclica varia entre 0 a 100%.

O conversor de Weinberg é uma estrutura que permite aproveitar as características do conversor push-pull alimentado em corrente,

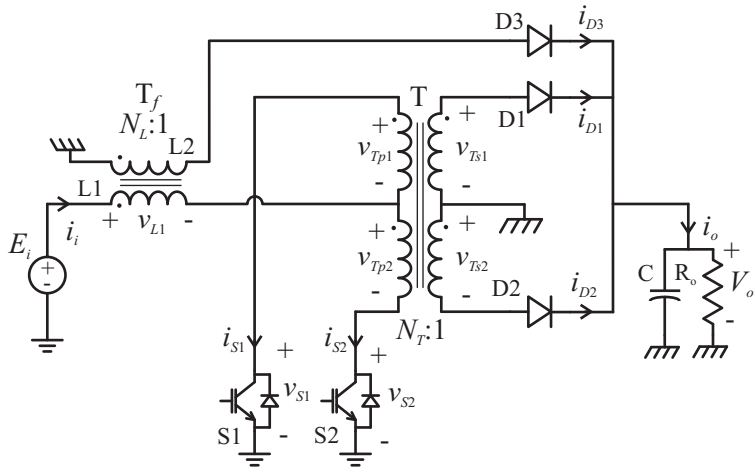


Figura 24. Conversor CC-CC push-pull de Weinberg

estendendo-as ao modo de operação buck, operação com razão cíclica menor que 50%. Dentre estas características se tem a alta impedância de entrada que evita o problema da saturação do transformador devido a produtos volts-segundos desiguais. Por outro lado, a relação $N_T = N_L$ proporciona baixa ondulação de corrente na saída, reduzindo o volume do capacitor. Além disso, operações com razões cíclicas próximas de 50% reduzem a energia reativa do circuito, o que diminui os esforços nos filtros (indutores e capacitor).

A tensão reversa máxima de bloqueio nos diodos D1 e D2 é duas vezes a tensão de saída $V_{Dmax} = 2V_o$. Já as tensões máximas sobre os interruptores S1, S2 e diodo D3 dependem das tensões nas bobinas dos transformadores e na fonte de entrada.

Uma desvantagem desta estrutura é o valor alto da indutância equivalente de dispersão durante a comutação, quando operado no modo buck, sendo esta composta pela soma das indutâncias de dispersão dos transformadores. Como resultado se tem surtos elevados de tensão nos interruptores. Assim, o uso de circuitos auxiliares tais como o circuito grampeador são necessários para garantir tensões adequadas nos interruptores. Além disso, cuidados especiais devem ser adotados na construção destes dispositivos magnéticos, visando minimizar suas respectivas indutâncias de dispersão.

2.5.1 Princípio de funcionamento

A operação do conversor cc-cc de Weinberg para razão cíclica maior de 50%, é semelhante à operação descrita pelo conversor cc-cc push-pull alimentado em corrente. Portanto, somente será apresentada a análise para razões cíclicas menores de 50%.

A análise apresentada a seguir é feita considerando a relação $N_T = N_L$. A operação deste conversor ocorre de forma semelhante à operação do conversor flyback. Entretanto, a forma de onda da corrente na saída do conversor se assemelha àquela presente no conversor forward, isto é, corrente contínua com uma componente alternada triangular de alta frequência.

2.5.1.1 Modo de operação contínua para $D < 1/2$

O conversor neste modo de operação apresenta quatro etapas: duas de armazenamento e duas de transferência.

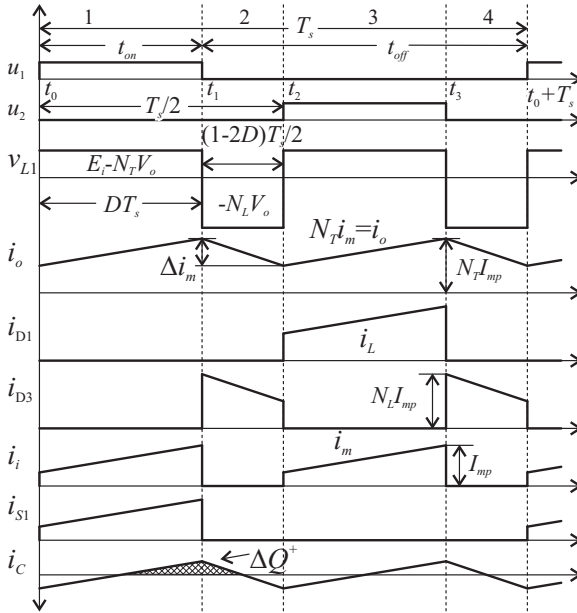


Figura 25. Principais formas de onda do conversor CC-CC de Weinberg no modo de condução contínua.

O armazenamento de energia ocorre durante a condução de um dos interruptores. A fonte de entrada fornece energia para o circuito. Parte desta energia é enviada para a saída, enquanto que a restante é armazenada no transformador flyback.

A etapa de transferência começa quando o interruptor que vinha conduzindo é bloqueado e termina com o acionamento do outro interruptor. Durante esta etapa, a energia acumulada no transformador flyback é transferida através da sua bobina secundária (indutor L_{fs}) e o diodo D3, isto é, a corrente de magnetização do transformador flyback (i_m) flui completamente através do circuito de saída. A fonte de alimentação não transfere energia para o circuito. As principais formas de onda em cada uma das etapas são mostradas na Figura 25.

O ganho estático ou característica estática de transferência é dada pela Eq. (2.77).

$$G = \frac{V_o}{E_i} = \frac{2}{N_T} D \quad (2.77)$$

No modo de condução contínua, a energia acumulada nos indutores não é completamente transferida, isto é, o fluxo magnético no núcleo dos indutores não se anula, portanto a corrente através da indutância de magnetização é contínua, conforme mostra a Figura 25. Com a relação $N_T = N_L$, a variação da corrente no indutor de entrada durante o armazenamento é igual à variação no indutor de saída durante a transferência.

A indutância de magnetização L_m do transformador flyback (indutores acoplados) é referida ao seu lado primário. A relação desta indutância com as indutâncias próprias, considerando acoplamento unitário entre os indutores, é dada pela seguinte expressão:

$$L_m = L_{11} = N_L^2 L_{22} \quad (2.78)$$

A amplitude da ondulação de corrente na indutância de magnetização do transformador flyback é calculada através da Eq. (2.79).

$$\overline{\Delta I_m} = \frac{\Delta I_L L_m}{T_s V_o} = N_L \frac{1 - 2D}{2} \quad (2.79)$$

A relação entre os valores médios da corrente de magnetização e da corrente na carga é:

$$I_m = \frac{I_o}{N_L} \quad (2.80)$$

As correntes eficazes nas bobinas primárias do transformador são determinadas pelos tempos de condução dos interruptores respectivos, conforme mostra a Figura 25. Desconsiderando a ondulação de corrente, a corrente eficaz numa das bobinas é:

$$\overline{I_{T_{pef}}} = \frac{I_{T_{pef}}}{I_o} = \frac{1}{N_T} \sqrt{D} \quad (2.81)$$

Já as correntes nas bobinas secundárias estão em função da condução dos diodos respectivos.

$$\overline{I_{T_{sef}}} = \frac{I_{T_{sef}}}{I_o} = \sqrt{D} \quad (2.82)$$

Os valores eficazes das correntes nos indutores L_{fp} e L_{fs} são:

$$\overline{I_{L1ef}} = \frac{I_{L1ef}}{I_o} = \frac{1}{N_T} \sqrt{2D} \quad (2.83)$$

$$\overline{I_{L2ef}} = \frac{I_{L2ef}}{I_o} = \sqrt{1 - 2D} \quad (2.84)$$

A ondulação de tensão no capacitor é dada pela seguinte expressão:

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o L_m C}{T_s^2 V_o} = \frac{\overline{\Delta I_m}}{8} \quad (2.85)$$

2.5.1.2 Modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua, a energia acumulada nos indutores anula-se antes do começo de uma nova etapa de transferência, dando origem a duas novas etapas, onde unicamente o capacitor fornece energia para a carga. As formas de onda das correntes de entrada e saída são semelhantes aos do conversor push-pull (Figura 6). Logo, o ganho estático utilizando o mesmo procedimento é:

$$G = \frac{D^2}{\overline{I_o} + N_T D^2} \quad (2.86)$$

onde:

$$\overline{I_o} = \frac{I_o L_m}{T_s E_i} \quad (2.87)$$

2.5.2 Característica externa

A Figura 26 mostra as curvas de característica externa do conversor CC-CC de Weinberg para $N_T = N_L = 1$. As curvas para razão cíclica maior de 50% foram traçadas utilizando as expressões do ganho estático do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente (Eqs. (2.28) e (2.41)).

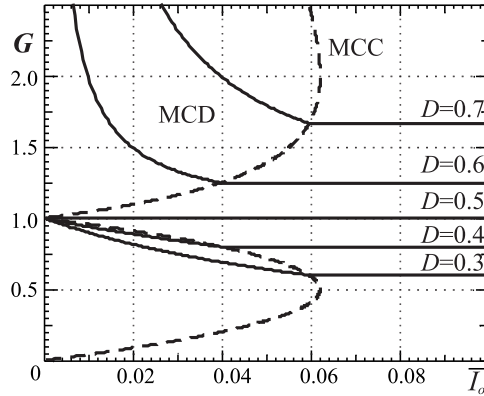


Figura 26. Característica externa do conversor CC-CC de Weinberg para $N_T = N_L = 1$.

Uma das principais vantagens do conversor que se pode observar na Figura 26 é o estreitamento da região de condução descontínua para razão cíclica de 50%. Consequentemente, operações com razões cíclicas próximas deste valor permitem a redução dos esforços nos filtros, indutores e capacitores, permitindo reduzir seus respectivos volumes. Isto é possível visto que nestas condições a indutância crítica, a qual garante a operação do conversor no modo de condução contínua, é mínima. Observa-se também que o ponto mais crítico no modo buck (razões cíclicas menores de 50%), isto é, onde a região descontínua é mais ampla, ocorre em $D = 1/4$.

2.5.3 Produto de áreas

As equações para o cálculo do produto das áreas do transformador e dos indutores acoplados para o conversor operando no modo de condução contínua são apresentados a seguir.

2.5.3.1 Transformador

A área necessária na seção transversal do núcleo é:

$$A_e = \frac{N_T V_o D T_s}{N_{Tp} \Delta B_{max}} = \frac{N_T V_o D T_s}{2 N_{Tp} B_{max}} \quad (2.88)$$

A área necessária na janela é:

$$A_w = \frac{2 N_{Tp}}{J_{max} k_w} \left(I_{T_{pef}} + \frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right) \quad (2.89)$$

Substituindo as Eqs.(2.81) e (2.82) em (2.89) tem-se:

$$A_w = \frac{2 N_{Tp} I_o}{J_{max} k_w N_T} (N_T \overline{I_{T_{pef}}} + \overline{I_{T_{sef}}}) \quad (2.90)$$

Os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(2.88) e (2.90) são dadas pelas Eqs. (2.91) e (2.92), as quais são mostradas de forma gráfica na Figura 27.

$$k_{Ae} = \frac{D}{2} \quad (2.91)$$

$$k_{Aw} = 4\sqrt{D} \quad (2.92)$$

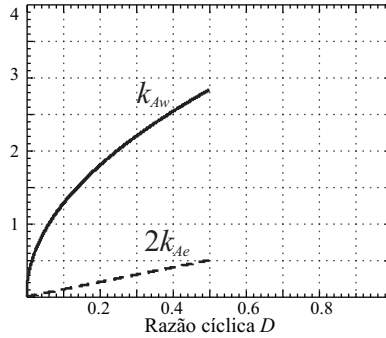


Figura 27. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.

2.5.3.2 Transformador flyback

A área necessária na seção transversal do núcleo é:

$$A_e = \frac{I_{mp}L_m}{N_{Lp}B_{max}}. \quad (2.93)$$

A corrente de pico na indutância de magnetização do indutor no MCC é:

$$I_{mp} = I_m + \frac{\Delta I_m}{2}. \quad (2.94)$$

Da Eq. (2.79), a indutância é dada por:

$$L = \frac{T_s V_o}{\Delta I_m} \quad (2.95)$$

Substituindo as Eqs.(2.94) e (2.95) em (2.93) tem-se:

$$A_e = \frac{V_o}{2f_s N_{Lp} B_{max}} \overline{\Delta I_m} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_m} \right) \quad (2.96)$$

Assim, o fator k_{Ae} é:

$$k_{Ae} = \frac{1 - 2D}{4} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_m} \right) \quad (2.97)$$

A área necessária na janela é:

$$\begin{aligned} A_w &= \frac{N_{Lp}}{J_{max} k_w} \left(I_{L1ef} + \frac{I_{L2ef}}{N_L} \right) \\ &= \frac{N_{Lp} I_o}{J_{max} k_w N_L} (N_L \overline{I_{L1ef}} + \overline{I_{L2ef}}) \end{aligned} \quad (2.98)$$

Neste caso o valor máximo do fator k_{Aw} está em função dos valores máximos das correntes eficazes, cujos comportamentos são opostos, sendo que a corrente na bobina primária tende aumentar com o incremento da razão cíclica, enquanto que corrente secundária tende a diminuir. Logo, o fator k_{Aw} pode ser expresso como a composição de dois fatores k_{Awp} e k_{Aws} , os quais estão relacionados aos valores parametrizados das correntes eficazes primária e secundária respectivamente. As Eqs. (2.97) e (2.99) são mostradas de forma gráfica na Figura 28. As curvas do indutor foram traçadas para ondulações de

10% e 20%.

$$k_{Aw} = k_{Awp} + k_{Aws} = \sqrt{2D} + \sqrt{1-2D} \quad (2.99)$$

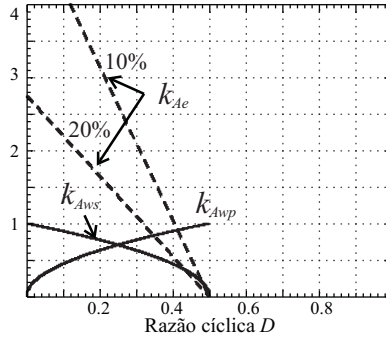


Figura 28. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador flyback.

2.6 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL FLYBACK

O conversor CC-CC push-pull flyback [11–13, 48, 51–57], o qual é mostrado na Figura 29 é constituído pelos seguintes dispositivos: dois indutores acoplados, um transformador de quatro enrolamentos, um filtro capacitivo, dois interruptores e dois diodos.

O conversor é elevador-abaixador de tensão, cuja faixa de razão cíclica de operação é 0% a 100%. Este conversor quando comparado ao conversor de Weinberg mostra-se mais vantajoso visto que apresenta um diodo a menos.

A análise detalhada deste conversor é apresentada em [51], onde é mostrado que o ganho estático do conversor é função da relação de transformação dos elementos magnéticos. Também é verificado que a principal característica deste conversor acontece para a situação $N_T = N_L$, onde o conversor apresenta uma única expressão de ganho estático para toda a faixa de razão cíclica. Portanto, a informação apresentada nesta seção é baseada nesta condição de operação.

Uma das características do conversor é a alta impedância tanto no lado da entrada quanto no lado da saída e, por conseguinte, não apresenta problema de saturação do transformador, o que o torna interessante para aplicações bidirecionais em fluxo de energia.

Este conversor, assim como no conversor de Weinberg, apresenta

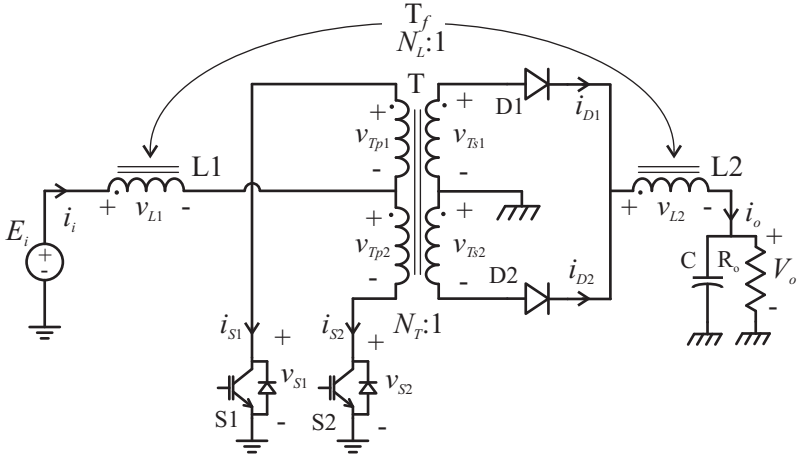


Figura 29. Conversor CC-CC push-pull flyback

Tabela 1. Regiões de operação do conversor flyback push-pull

Região	Razão cíclica	Sobreposição
R1	$0 \leq D < 1/2$	Nenhum
R2	$1/2 \leq D \leq 1$	Dois interruptores

problemas de sobretensão nos interruptores devido à indutância de dispersão dos transformadores, podendo provocar perdas excessivas durante a comutação dos interruptores.

Os esforços de tensão nos semicondutores são semelhantes aos presentes no conversor flyback, sendo a tensão nos interruptores de $E_i + N_T V_o$ e nos diodos de $E_i/N_T + V_o$.

2.6.1 Princípio de funcionamento

Tal como nos conversores já apresentados, o acionamento deste conversor é de forma sequencial e simétrica. A operação do conversor flyback push-pull se pode dividir em duas regiões de operação, conforme mostra a Tabela 1. Na região R1 a razão cíclica é menor que $1/2$, portanto não ocorre sobreposição de condução de interruptores. Já na região R2, razão cíclica é maior que $1/2$, logo, a sobreposição de interruptores ocorre.

2.6.1.1 Modo de condução contínua

Neste modo, a energia armazenada nos indutores acoplados não se anula. Assim, o conversor apresenta quatro etapas de operação, as quais variam em função da razão cíclica.

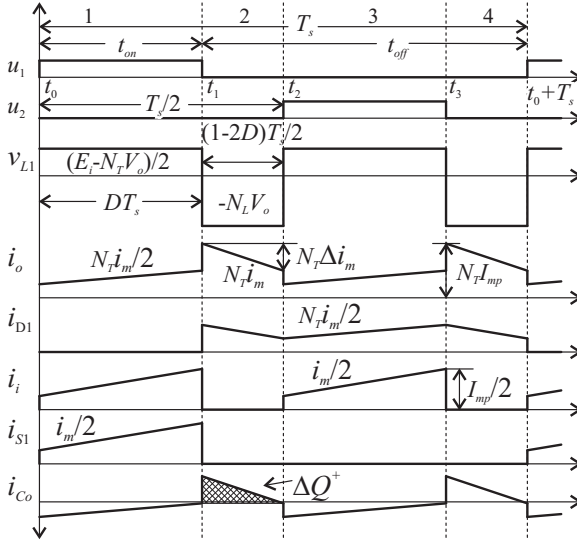


Figura 30. Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCC na região R1.

Na região R1, conforme mostra a Figura 30, a fonte de alimentação somente transfere energia para o circuito durante a condução de um dos interruptores. Parte desta energia é armazenada nos indutores enquanto que a restante é transferida para a carga. No intervalo de tempo em que ambos interruptores permanecem bloqueados a energia armazenada no transformador flyback é transferida para a carga através da bobina L2.

Na região R2, conforme mostra a Figura 31, a fonte de alimentação transfere energia para o circuito ao longo do período de comutação. O armazenamento de energia nos indutores ocorre durante a sobreposição de condução dos interruptores. Neste intervalo a energia consumida pela carga é fornecida pelo capacitor. Na etapa de transferência, a qual ocorre quando um único interruptor conduz, a carga e o capacitor recebem energia proveniente tanto da fonte de alimentação como da energia

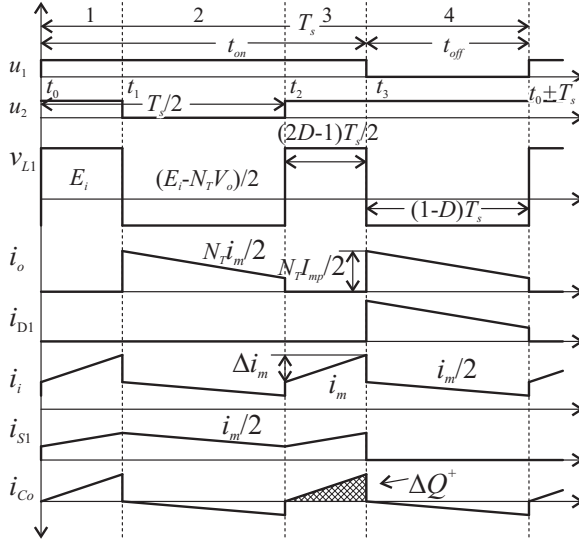


Figura 31. Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCC na região R2.

acumulada no transformador flyback.

O ganho estático do conversor CC-CC push-pull flyback no modo de condução contínua para $N_L = N_T$ é dada pela Eq. (2.100).

$$\frac{V_o}{E_i} = \frac{1}{N_T} \frac{D}{1-D} \quad (2.100)$$

A indutância de magnetização dos indutores acoplados, referido ao lado primário considerando acoplamento unitário entre os indutores, está relacionada com as indutâncias próprias dos indutores L1 e L2 da seguinte forma:

$$L_m = L_{11} = N_L^2 L_{22} \quad (2.101)$$

A amplitude da ondulação de corrente na indutância de magnetização nos indutores é calculada através da Eq. (2.102).

$$\overline{\Delta I_m} = \frac{\Delta I_m L_m}{T_s V_o} = \begin{cases} N_L \frac{1-2D}{2} & \text{para R1} \\ N_L \frac{(1-D)(2D-1)}{2D} & \text{para R2} \end{cases} \quad (2.102)$$

A relação entre a corrente de magnetização e a corrente na carga é:

$$I_m = \frac{I_o}{N_L(1-D)} \quad (2.103)$$

A amplitude da corrente através das bobinas primária e secundária do transformador, desconsiderando a ondulação de corrente, é constante e igual a $I_m/2$ e $I_m/2N_T$, respectivamente. Logo, as correntes eficazes nas bobinas são:

$$\overline{I_{Tpef}} = \frac{I_{Tpef}}{I_o} = \frac{1}{N_T} \frac{\sqrt{D}}{1-D} \quad (2.104)$$

$$\overline{I_{Tsef}} = \frac{I_{Tsef}}{I_o} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1-D}} \quad (2.105)$$

Já amplitude das correntes através das bobinas varia de acordo à região de operação. Assim, as correntes eficazes nos indutores L1 e L2 são:

$$\overline{I_{L1ef}} = \frac{I_{L1ef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{1}{N_L\sqrt{2}} \frac{\sqrt{D}}{1-D} & \text{para R1,} \\ \frac{1}{N_L\sqrt{2}} \frac{\sqrt{3D-1}}{1-D} & \text{para R2.} \end{cases} \quad (2.106)$$

$$\overline{I_{L2ef}} = \frac{I_{L2ef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{2-3D}}{1-D} & \text{para R1,} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1-D}} & \text{para R2.} \end{cases} \quad (2.107)$$

A onda de corrente através do capacitor é pulsada. A ondulação de tensão no capacitor, desconsiderando a ondulação de corrente na indutância de magnetização, é dada pela Eq. (2.108).

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o C}{I_o T_s} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{(1-2D)D}{1-D} & \text{para R1,} \\ \frac{2D-1}{2} & \text{para R2.} \end{cases} \quad (2.108)$$

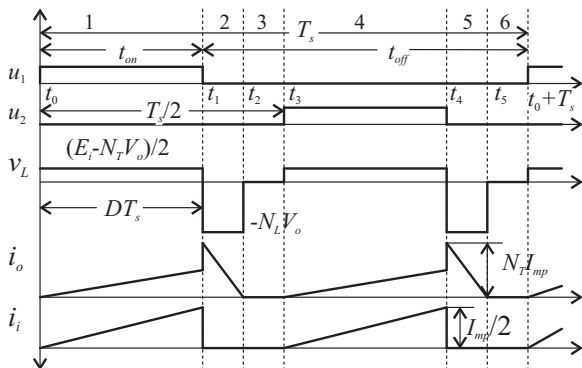


Figura 32. Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCD na região R1.

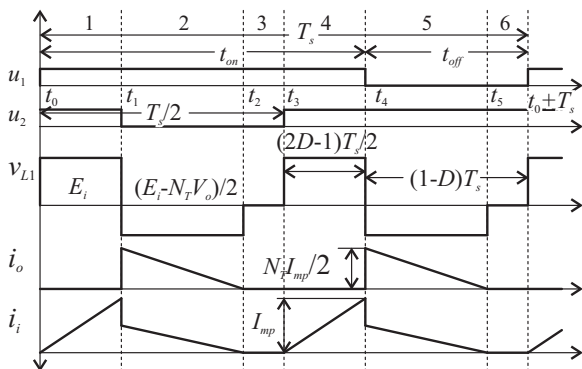


Figura 33. Principais formas de onda do conversor CC-CC push-pull flyback no MCD na região R2.

2.6.1.2 Modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua, a energia acumulada nos indutores anula-se antes do começo de uma nova etapa de armazenamento, dando origem a duas novas etapas, onde unicamente o capacitor fornece energia para a carga. Na região R1, a descontinuidade ocorre durante o bloqueio simultâneo dos interruptores segundo mostra a Figura 32. Já na região R2, isto ocorre durante a condução de um único interruptor conforme mostra a Figura 33.

A forma da onda da corrente na entrada na região R1 é semelhante a corrente do conversor CC-CC push-pull. Com isto, o ganho estático no MCD é obtido utilizando o mesmo procedimento, resultando na Eq. (2.109). Por outro lado na região R2, emprega-se o procedimento utilizado no conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente, cuja forma de onda da corrente se assemelha ao presente nesta região.

$$G = \frac{V_o}{E_i} = \begin{cases} \frac{D^2}{4\bar{I}_o + N_T D^2} & \text{para R1,} \\ \frac{4\bar{I}_o + N_T (2D - 1)^2}{4N_T \bar{I}_o} & \text{para R2.} \end{cases} \quad (2.109)$$

onde:

$$\bar{I}_o = \frac{I_o L_m}{T_s E_i} \quad (2.110)$$

2.6.2 Característica externa

A partir das expressões de ganho estático no modo de condução contínua e descontínua são levantadas as curvas de ganho estático do conversor CC-CC push-pull flyback para $N_T = 1$ e mostradas na Fig. 34.

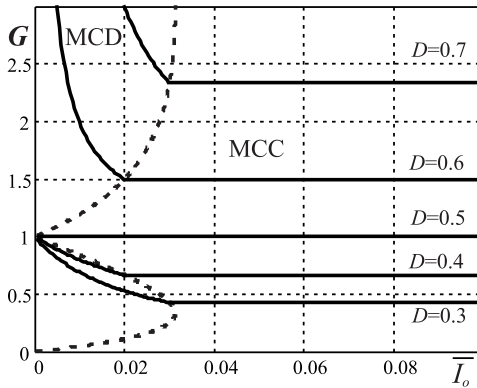


Figura 34. Característica externa do conversor CC-CC push-pull flyback para $N_T = N_L = 1$.

A corrente parametrizada na região crítica é dada pela Eq. (2.111), a partir da qual verifica-se que o valor máximo da corrente parametrizada no MCD ocorre para $D = 1/4$ na região R1 e para $D = 3/4$ na região R2.

$$\overline{I}_o = \begin{cases} \frac{(1-2D)DN_T}{4} & \text{para R1,} \\ \frac{(2D-1)(1-D)N_T}{4} & \text{para R2.} \end{cases} \quad (2.111)$$

2.6.2.1 Transformador

A área necessária no núcleo é:

$$A_e \frac{N_p \Delta B_{max}}{N_T V_o T_s} = A_e \frac{2N_p B_{max}}{N_T V_o T_s} = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{para R1,} \\ \frac{1}{2} \frac{1-D}{D} & \text{para R2.} \end{cases} \quad (2.112)$$

A área necessária na janela é:

$$A_w = \frac{2N_p}{J_{max} k_w} \left(I_{T_{pef}} + \frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right). \quad (2.113)$$

Substituindo as Eqs.(2.104) e (2.105) em (2.113) tem-se:

$$A_w = \frac{2N_p I_o}{J_{max} k_w N_T} (N_T \overline{I_{T_{pef}}} + \overline{I_{T_{sef}}}). \quad (2.114)$$

Os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(2.112) e (2.114) são dadas pelas Eqs. (2.115) e (2.116), as quais são mostradas de forma gráfica na Figura 35.

$$k_{Ae} = \begin{cases} \frac{1}{4} & \text{para R1,} \\ \frac{1}{4} \frac{1-D}{D} & \text{para R2.} \end{cases} \quad (2.115)$$

$$k_{Aw} = \frac{\sqrt{D}}{1-D} + \frac{\sqrt{1-D}}{1-D} \quad (2.116)$$

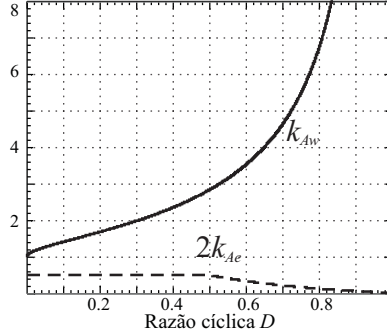


Figura 35. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.

2.6.2.2 Transformador flyback

A área necessária na seção transversal do núcleo é:

$$A_e = \frac{I_{mp} L_m}{N_{L1} B_{max}} \quad (2.117)$$

Substituindo as Eqs. (2.94) e (2.102) em (2.117) tem-se:

$$A_e \frac{f_s N_{L1} B_{max}}{V_o N_L} = \begin{cases} \frac{(1-2D)}{4} \left(1 + \frac{2I_m}{\Delta I_m} \right) & , \text{ R1} \\ \frac{(2D-1)(1-D)}{4D} \left(1 + \frac{2I_m}{\Delta I_m} \right) & , \text{ R2} \end{cases} \quad (2.118)$$

A área necessária na janela é:

$$A_w \frac{J_{max} k_w N_L}{N_{L1} I_o} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{D} + \sqrt{2-3D}}{1-D} \right) & \text{para R1} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{3D-1} + \sqrt{1-D}}{1-D} \right) & \text{para R2} \end{cases} \quad (2.119)$$

Finalmente, os fatores k_{Ae} e k_{Aw} são dadas pelas Eqs. (2.120) e (2.121) e mostradas de forma gráfica na Figura 36. As curvas do indutor foram traçadas para ondulações de 10% e 20%.

$$k_{Ae} = \begin{cases} \frac{(1-2D)}{4} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_m} \right) & , \text{ R1} \\ \frac{(2D-1)(1-D)}{4D} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_m} \right) & , \text{ R2} \end{cases} \quad (2.120)$$

$$k_{Aw} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{D} + \sqrt{2-3D}}{1-D} & \text{para R1} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{3D-1} + \sqrt{1-D}}{1-D} & \text{para R2} \end{cases} \quad (2.121)$$

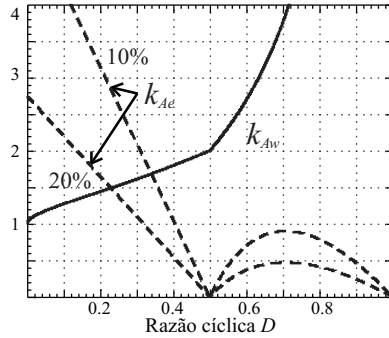


Figura 36. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador flyback.

2.7 CÉLULA DE COMUTAÇÃO ISOLADA DE TRÊS ESTADOS

A célula de comutação de três estados proposta por Grover [58], foi originalmente concedida a partir do conversor CC-CC push-pull. Assim, o transformador, os interruptores e os diodos constituem a célula de comutação isolada de três estados. Nas Figuras 37 e 38 são mostrados os estados topológicos da célula isolada e não isolada. O transformador do conversor CC-CC push-pull foi desenhado de forma alternativa com o objetivo de visualizar a existência de uma célula de comutação.

A comparação das células mostra que o comportamento e o número de estados são semelhantes. Ambas as células são compostas por

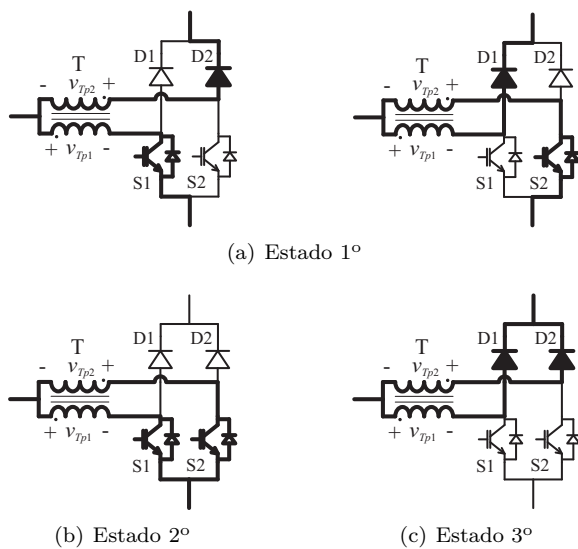


Figura 37. Célula de comutação de três estados.

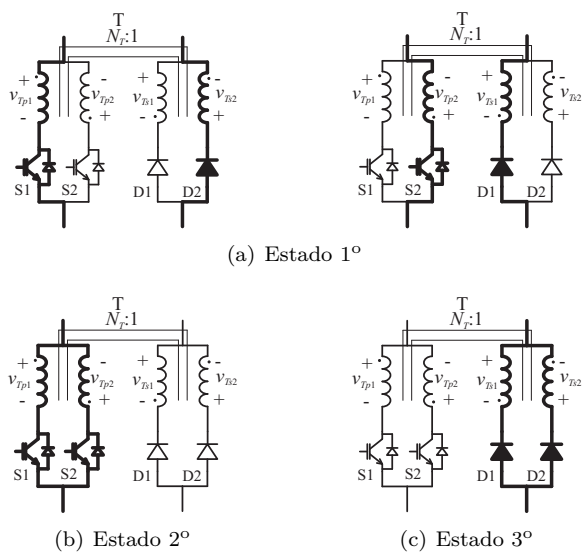


Figura 38. Célula de comutação isolada de três estados.

um transformador monofásico e dois braços semicondutores, sendo cada braço composto por um interruptor e um diodo. Observa-se também que cada braço está associado a uma das fases do transformador. No caso da célula isolada tem-se dois pares de bobinas primárias e secundárias. O estado 1^a é caracterizado pela condução de um interruptor e um diodo de fases diferentes. No estado 2^a tem-se a condução dos dois interruptores, fazendo com que a tensão nas bobinas do transformador sejam nulas. No estado 3^a tem-se o bloqueio simultâneo dos interruptores, originando a condução dos dois diodos, fazendo com que a tensão nas bobinas também seja nula.

2.8 CÉLULA DE COMUTAÇÃO ISOLADA DE QUATRO ESTADOS

A célula de comutação de quatro estados proposta por Peraça [59], mostrada na Figura 39, é uma extensão da célula de comutação de três estados, para tal é empregado um transformador trifásico, três interruptores e três diodos. A versão isolada da célula de quatro estados é obtida substituindo o transformador trifásico não isolado por um isolado. O aspecto físico do transformador e sua representação gráfica são mostrados na Figura 40.

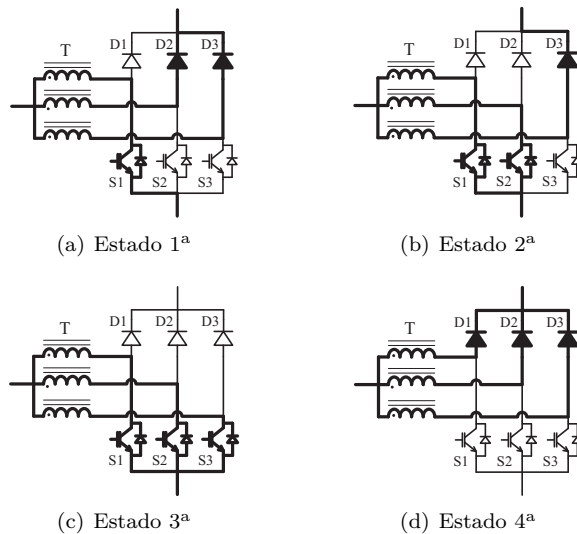


Figura 39. Célula de comutação de quatro estados.

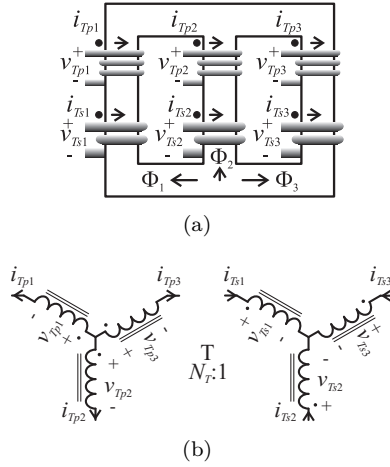


Figura 40. Transformador trifásico, representações: a) física e b) simbólica.

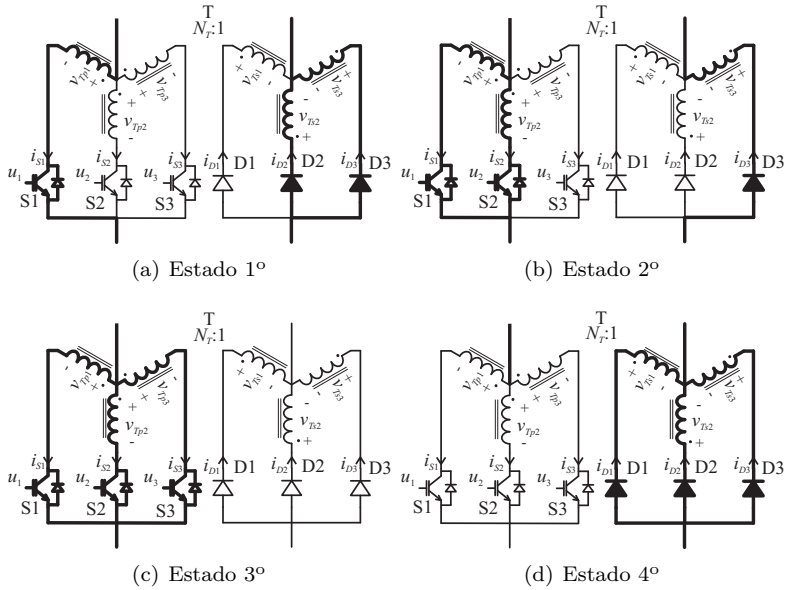


Figura 41. Célula de comutação isolada de quatro estados.

A célula de comutação isolada de quatro estados e os respectivos estados topológicos são mostrados na Figura 41, os quais são semelhantes aos presentes na célula não isolada. No 1º estado se tem a condução de um interruptor e dois diodos de fases diferentes. O 2º estado é caracterizado pela condução do dois interruptores e um diodo. No 3º estado os três interruptores estão conduzindo. Já no 4º estado ocorre o oposto, que é o bloqueio dos três interruptores, causando a polarização direta dos três diodos. Nos dois últimos estados a tensão nas bobinas é nula devido à conexão das três bobinas primárias ou secundárias no mesmo potencial.

A Tabela 2 mostra as relações entre as tensões e correntes no lado da célula de comutação isolada de quatro estados. Estas relações são dadas de acordo à referência adotada na Figura 42, onde v_{ic} e i_{ic} são a tensão e corrente no lado primário, e v_{oc} e i_{oc} a tensão e corrente no secundário.

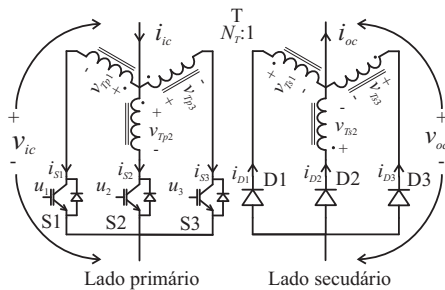


Figura 42. Tensões e correntes na célula de comutação isolada de quatro estados.

2.9 PROPOSTA DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS DO TIPO PUSH-PULL

Neste trabalho são propostos cinco conversores: um monofásico e quatro conversores trifásicos. O conversor monofásico é gerado com base no conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada, onde os indutores são substituídos por transformadores flyback ou indutores acoplados. O conversor resultante é mostrada na Figura 43 e é denominado de conversor CC-CC push-pull flyback duplo. Já os outros conversores são gerados substituindo a célula de comutação isolada de três estados pela de quatro estados, os conversores utilizados para

Tabela 2. Tensões e corrente na célula isolada

Estado	Lado primário	Lado secundário
Estado 1º	$i_{ic} = i_{oc}/2N_T$ $v_{ic} = 2N_T v_{oc}$	$i_{oc} = 2N_T i_{ic}$ $v_{oc} = v_{ic}/2N_T$
Estado 2º	$i_{ic} = 2i_{oc}/N_T$ $v_{ic} = N_T v_{oc}/2$	$i_{oc} = N_T i_{ic}/2$ $v_{oc} = 2v_{ic}/N_T$
Estado 3º	$i_{ic} = 0$ $v_{ic} = 0$	$i_{oc} = 0$ $v_{oc} = 0$
Estado 4º	$i_{ic} = 0$ $v_{ic} = 0$	i_{oc} $v_{oc} = 0$

este fim são: conversor CC-CC push-pull, conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente, conversor CC-CC de Weinberg e conversor CC-CC push-pull flyback. As versões trifásicas destes conversores são mostradas nas Figuras 44-47.

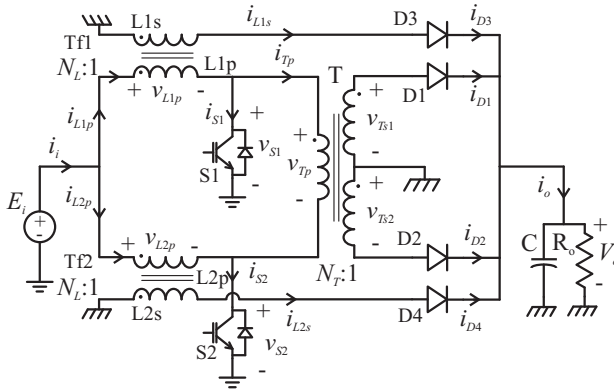


Figura 43. Conversor CC-CC push-pull flyback duplo.

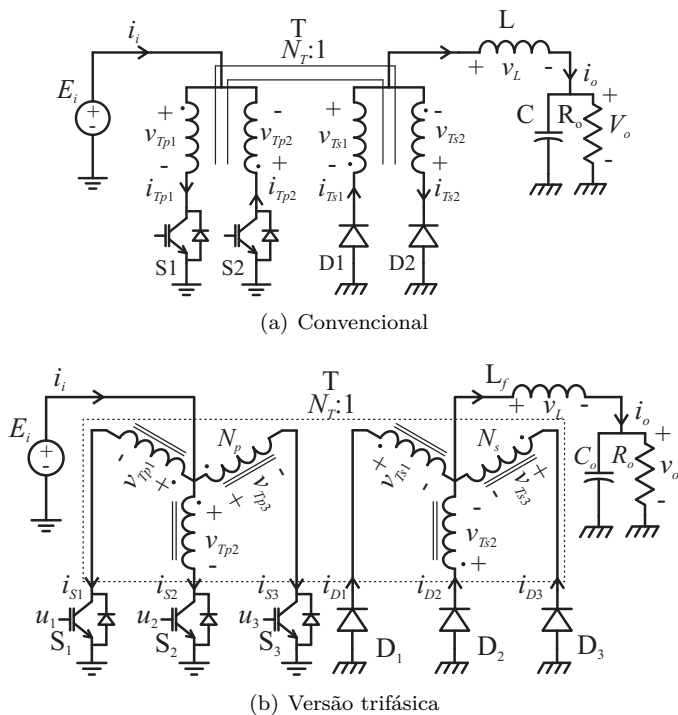


Figura 44. Conversor CC-CC push-pull: a) convencional e b) versão trifásica.

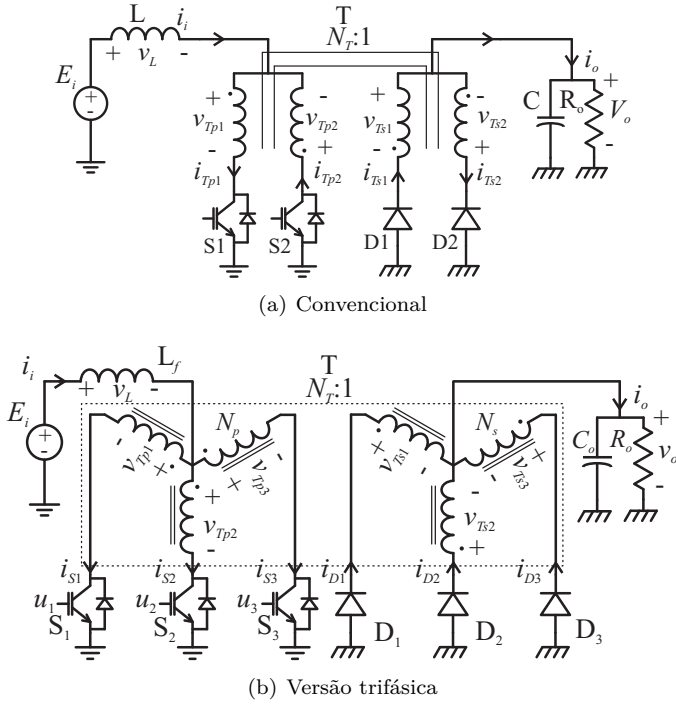


Figura 45. Conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente: a) convencional e b) versão trifásica.

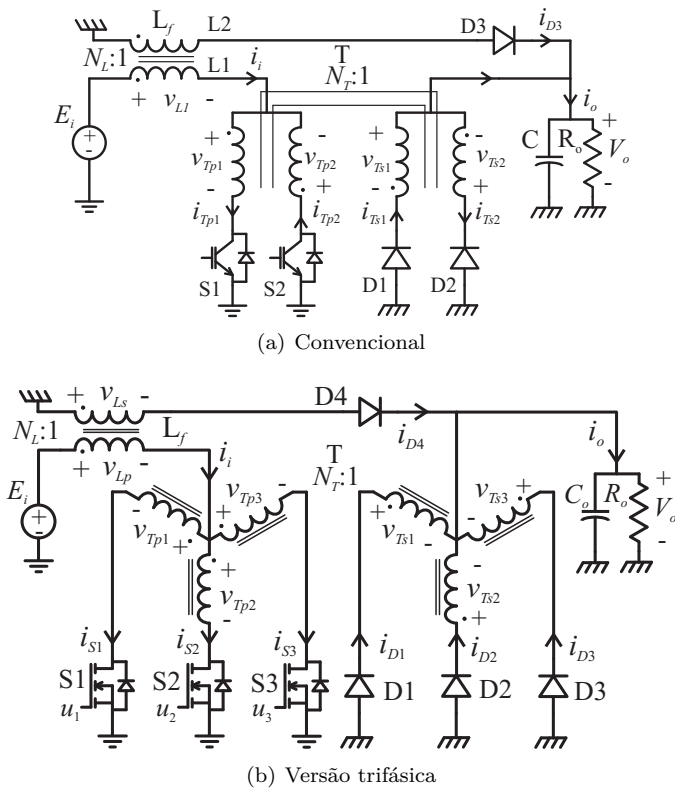
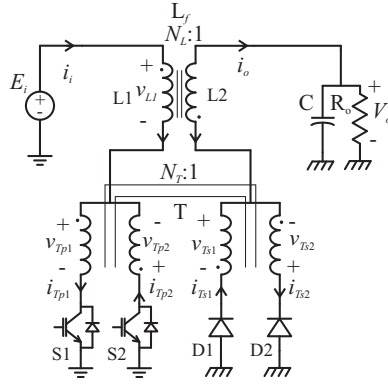
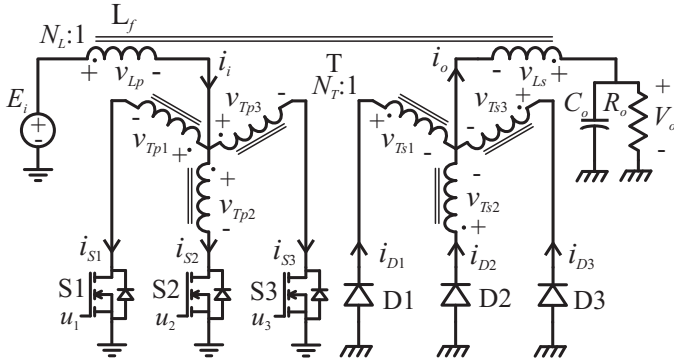


Figura 46. Conversor CC-CC push-pull de Weinberg: a) convencional e b) versão trifásica.



(a) Convencional



(b) Versão trifásica

Figura 47. Conversor CC-CC push-pull flyback: a) convencional e b) versão trifásica.

2.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os conversores CC-CC isolados do tipo push-pull empregados como base na geração de novas estruturas e para tal foram realizadas a análise qualitativa e quantitativa de cada uma delas.

Os conversores CC-CC push-pull alimentados em tensão e alimentado em corrente possuem o mesmo número de componentes e que é o menor se comparação às outras topologias de tipo push-pull, porém estes conversores possuem características diferentes. O conversor push-pull é abaixador de tensão, os interruptores bloqueiam com a tensão da fonte de alimentação, o transformador é propenso à saturação, especialmente com correntes de alta intensidade. Já o conversor push-pull alimentado em corrente é elevador de tensão; a tensão de bloqueio dos interruptores é maior que a tensão da fonte e depende da razão cíclica, entretanto este conversor não apresenta o problema de saturação do transformador. Esta última característica está presente geralmente nos conversores alimentados em corrente e se deve à alta impedância entre a fonte de alimentação e o transformador.

O conversor CC-CC push-pull com duplo indutor possui características semelhantes ao conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente. Os esforços de corrente nos indutores são menores, visto que a corrente é dividida à metade. O aproveitamento da bobina primária do transformador é melhor, segundo mostram curvas dos fatores de k_{Ae} e k_{Aw} do transformador. Por outro lado, a curvas dos fatores k_{Ae} e k_{Aw} do indutor mostram que para obter um volume apropriado no indutor se deve evitar trabalhar com ondulações baixas.

Os conversores CC-CC push-pull de Weinberg e flyback são conversores que tem capacidade de operar com razão cíclica de 0 a 100%. Estes conversores são alimentados em corrente, portanto não apresentam problema de saturação do transformador de isolamento. Além disso, quando operados com razão cíclica de 50% proporcionam corrente de entrada e saída contínuas, diminuindo a energia reativa circulante no circuito.

Na antepenúltima seção foi mostrado que o conjunto conformado pelo transformador, os interruptores e diodos nos conversores CC-CC do tipo push-pull caracterizam uma célula de comutação. Assim, na sequência, é introduzido o conceito da célula de comutação isolada de três estados. Posteriormente, a célula de comutação isolada de quatro é introduzida e comparada com a célula de comutação de quatro [59].

Finalmente, na penúltima seção são apresentados os conversores propostos, entre estes um conversor monofásico e quatro trifásicos. A estrutura monofásica é gerada aplicando a técnica de Weinberg no conversor CC-CC push-pull com duplo indutor. As topologias trifásicas são geradas a partir da substituição da célula de comutação isolada de três estados pela de quatro estados nos conversores CC-CC do tipo push-pull.

3 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL FLYBACK DUPLO

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o estudo qualitativo e quantitativo do conversor CC-CC push-pull flyback duplo, o qual é gerado a partir do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada, onde os indutores são substituídos por transformadores flyback (indutores acoplados). Esta técnica foi proposta originalmente por Weinberg, sendo aplicado ao conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente.

Inicialmente é apresentado o princípio de funcionamento nos modos de condução contínua e descontínua. Em seguida, são desenvolvidas as expressões matemáticas para o cálculo dos esforços de corrente e tensão no circuito. Com base nestas equações, um exemplo de projeto é apresentado. Na sequência são adquiridos os resultados experimentais. Finalmente são apresentadas as principais conclusões deste capítulo.

3.2 O CONVERSOR

A estrutura elétrica do conversor CC-CC push-pull flyback duplo é mostrada na Figura 48. O conversor é constituído pelos seguintes dispositivos: dois transformadores flyback, um transformador monofásico, um capacitor de filtragem, dois interruptores e quatro diodos. A estrutura é elevador/abaixador de tensão. A tensão de saída teoricamente varia na faixa de $0 < V_o < \infty$ que corresponde à faixa de razão cíclica de $0 < D < 1$, sendo na faixa de 0 a 50% o conversor opera no modo buck ou abaixador e na faixa de 50% a 100% no modo boost ou elevador.

Os indutores acoplados T_{f1} e T_{f2} são responsáveis pelo armazenamento de energia procedente da fonte de entrada E_i e sua posterior transferência para a saída V_o . A transferência é realizada através das bobinas secundárias L1s e L2s no modo buck, enquanto que no modo boost esta é realizada unicamente através do transformador. Neste último modo os diodos D3 e D4 permanecem bloqueados o tempo todo.

A relação de transformação do transformador é definida como a razão entre o número de espiras da bobina primária N_{Tp} e uma das bobinas secundárias N_{Ts} e é dada pela Eq. (3.1). De igual forma, a relação de transformação dos transformadores flyback ou indutores

acoplados, conforme mostra a Eq. (3.2), é a razão entre o número de espiras do indutor primário e do secundário.

$$N_T = \frac{N_{Tp}}{N_{Ts}} = \frac{v_{Tp}}{v_{Ts}} \quad (3.1)$$

$$N_L = \frac{N_{Lp}}{N_{Ls}} = \frac{v_{Lf p}}{v_{Lf s}} \quad (3.2)$$

Tal como no conversor de Weinberg, a relação entre N_T e N_L define as características do conversor como: formas de onda das correntes, tensões nos interruptores, ganho estático, entre outros. Logo, a relação que proporciona corrente contínua com baixa ondulação na saída do conversor é a relação $N_T = 2N_L$, no entanto esta não permite a operação no modo boost, devido à polarização dos diodos D3 e D4. Já a relação $N_T = N_L$ permite operar o conversor em toda a faixa de razão cíclica, mas a corrente de saída é pulsada.

O capacitor C está encarregado da filtragem da corrente na saída do conversor, proporcionando uma tensão de saída constante, a qual é regulada através dos interruptores S1 e S2. A modulação empregada é a modulação por largura de pulso PWM.

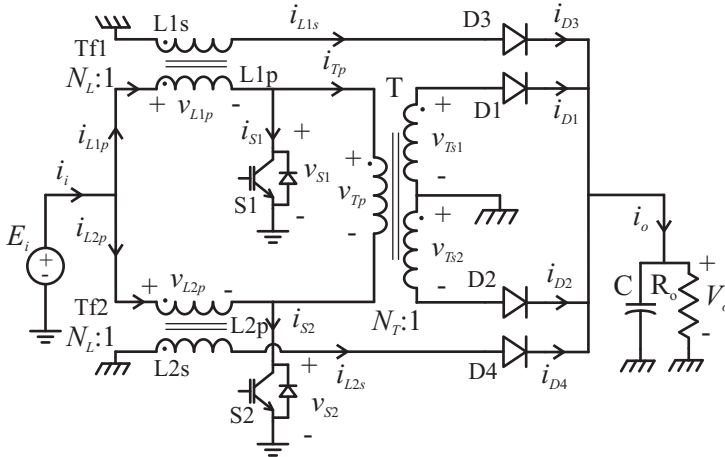


Figura 48. Conversor CC-CC push-pull flyback duplo.

3.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na análise e descrição das etapas de operação são adotadas as seguintes considerações:

- O conversor encontra-se operando em regime permanente;
- Os indutores acoplados são idênticos e possuem fator de acoplamento unitário;
- O transformador possui indutância de magnetização infinita;
- Os semicondutores são ideais;
- O capacitor de saída é suficientemente grande, tal que, a tensão de saída é considerada constante.

A operação do conversor é dividida em duas regiões conforme mostrado na Tabela 3. Em cada uma destas regiões o conversor apresenta três modos de operação: modo de condução contínua, descontínua e crítica. Neste capítulo somente serão estudados os dois primeiros modos em R1, visto que em R2 o princípio de funcionamento do conversor CC-CC push-pull com duplo indutor é preservado. Para tal, a polarização dos diodos D3 e D4 é proibida. Logo, o estado crítico onde a polarização destes diodos pode ocorrer é durante a etapa de transferência em R2. Nesta etapa a condição de polarização reversa dos diodos D3 e D4 é dada por

$$E_i + (N_L - N_T) V_o > 0. \quad (3.3)$$

Segundo expressão anterior, a polarização dos diodos pode ocorrer se $N_L < N_T$, visto que a tensão de saída é maior que tensão de alimentação. Logo, a condição que garante a operação do conversor nas duas regiões é dada por

$$N_L \geq N_T. \quad (3.4)$$

A operação no modo de condução contínua em R1 significa que a energia armazenada nos indutores acoplados ou transformadores flyback não se anulam, portanto, a corrente de magnetização nestes dispositivos é contínua. Por outro lado, o modo de condução descontínua é caracterizada pela transferência na sua totalidade da energia acumulada nos transformadores flyback, permanecendo sem processar energia

Tabela 3. Regiões de operação do conversor CC-CC push-pull flyback duplo

Região	Razão cíclica	Sobreposição
R1	$0 \leq D < 1/2$	Nenhuma
R2	$1/2 \leq D < 1$	Dois interruptores

durante um certo intervalo de tempo. Consequentemente, a corrente de magnetização dos transformadores flyback é descontínua.

O número de etapas presentes no modo de condução contínua é quatro. Já no modo de condução descontínua este número pode variar de 6 ou 8, isto em função da relação entre as tensões de entrada e de saída.

3.3.1 Modo de condução contínua em R1

A fonte de entrada transfere energia para o circuito de forma descontínua, a qual ocorre durante a condução de um único interruptor. Por outro lado, a carga e o capacitor recebem energia do circuito ao longo do período de comutação. Assim, neste modo a corrente de entrada é descontínua enquanto que a corrente de saída é contínua. A tensão de saída varia na faixa de $0 \leq V_o < 2E_i/N_T$ que corresponde à faixa de razão cíclica de $0 \leq D < 1/2$.

Os estados topológicos e sua respectiva sequência neste modo são mostrados na Figura 49, os quais obedecem aos os sinais de comando dos interruptores mostrados na Figura 50. A descrição de cada uma das etapas é realizada a seguir.

A **1ª etapa** de operação começa quando o interruptor S1 é acionado no tempo t_0 polarizando diretamente o diodo D2, e reversamente os diodos D1, D3 e D4. O indutor L1p recebe energia da fonte de entrada ($V_{L1p} = E_i$). O indutor L2p armazena ou transfere energia, isto em função da tensão de saída ($V_{L2p} = E_i - N_T V_o$). A tensão da bobina primária do transformador é aplicada em S2 ($v_{S2} = N_T V_o$). A tensão em D1 é $V_{D1} = 2V_o$. As tensões de bloqueio dos diodos D3 e D4 são $E_i/N_L + V_o$ e $E_i/N_L + V_o(1 - N_T/N_L)$, respectivamente. O interruptor S1 conduz toda a corrente da fonte de entrada ($i_{S1} = i_{L1p} + i_{L2p}$). A corrente de saída flui somente através de D2 ($i_{D2} = N_T i_{L2p}$).

A **2ª etapa** de operação começa quando o interruptor S1 é bloqueado no tempo t_1 polarizando diretamente os diodos D3 e D4 e

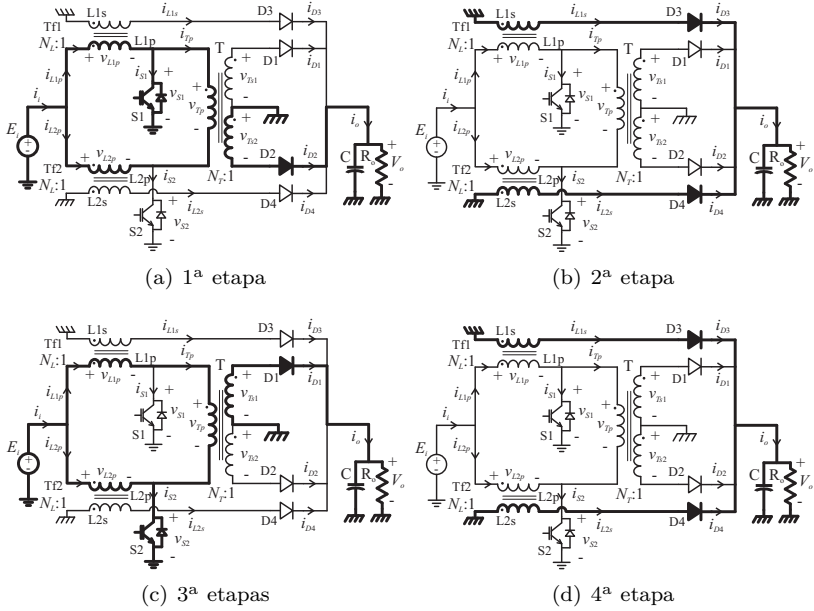


Figura 49. Etapas de operação no MCC em R1.

reversamente os diodos D1 e D2. A energia acumulada nos indutores é transferida para carga através dos indutores L1s e L2s ($V_{L1s} = V_{L2s} = -V_o$). A tensão na bobina primária do transformador é nula. A tensão nos interruptores é $E_i + N_L V_o$. A tensão de bloqueio dos diodos D1 e D2 é V_o . A corrente de saída é $i_o = i_{L1s} + i_{L2s}$.

A **3ª etapa** de operação é semelhante à 1ª etapa com diferença que o interruptor acionado é S2, o que polariza diretamente D1 e reversamente os diodos D2, D3, e D4. Neste caso, o indutor L2p é quem armazena energia enquanto que L1p armazena ou transfere energia.

A **4ª etapa** de operação é exatamente igual à 2ª etapa.

As principais tensões e correntes no circuito no MCC na região R1 são mostradas na Tabela 4. Com base nestes valores são traçadas as principais formas correspondentes a este modo que são mostradas na Figura 50.

Tabela 4. Tensões e correntes no conversor em R1

	1ª etapa	2ª etapa	3ª etapa	4ª etapa
v_{L1p} :	E_i	$-N_L V_o$	$E_i - N_T V_o$	$-N_L V_o$
v_{L2p} :	$E_i - N_T V_o$	$-N_L V_o$	E_i	$-N_L V_o$
v_{Tp} :	$-N_T V_o$	0	$N_T V_o$	0
v_{S1} :	0	$E_i + N_L V_o$	$N_T V_o$	$E_i + N_L V_o$
v_{D1} :	$-2V_o$	$-V_o$	0	$-V_o$
v_{D3} :	$-E_i/N_L - V_o$	0	$-E_i/N_L...$ $-V_o(1 - N_T/N_L)$	0
i_{S1} :	$i_{L1p} + i_{L2p}$	0	0	0
i_{D1} :	0	0	$N_T i_{Tp}$	0
i_{D3} :	0	i_{L1s}	0	i_{L1s}
i_i :	$i_{L1p} + i_{L2p}$	0	$i_{L1p} + i_{L2p}$	0
i_o :	$N_T i_{Tp}$	$i_{L1s} + i_{L2s}$	$N_T i_{Tp}$	$i_{L1s} + i_{L2s}$

3.3.2 Modo de condução descontínua em R1

O modo de condução descontínua ocorre quando a energia armazenada nos indutores acoplados é transferida na sua totalidade para a carga, fazendo com que a corrente de magnetização destes dispositivos seja descontínua. No MCC foi mostrado que a transferência simultânea da energia acumulada nos indutores ocorre na 2ª e 4ª etapas de operação. Por outro lado, a transferência pode também ocorrer na 3ª etapa, desde que a tensão de entrada seja menor que a tensão da bobina primária do transformador ($E_i < N_T V_o$). Assim, o número de estados topológicos no modo de condução descontínua varia entre seis e oito estados. Na Tabela 5 são mostradas as etapas no MCD em que a energia nos indutores se anula, caracterizando o modo de condução descontínua.

3.3.2.1 Caso 1

A corrente de magnetização dos indutores acoplados se anula durante a etapa em que os indutores L1s e L2s transferem simultaneamente energia para a carga. Assim, o número de estados topológicos é seis que são mostrados na Figura 51.

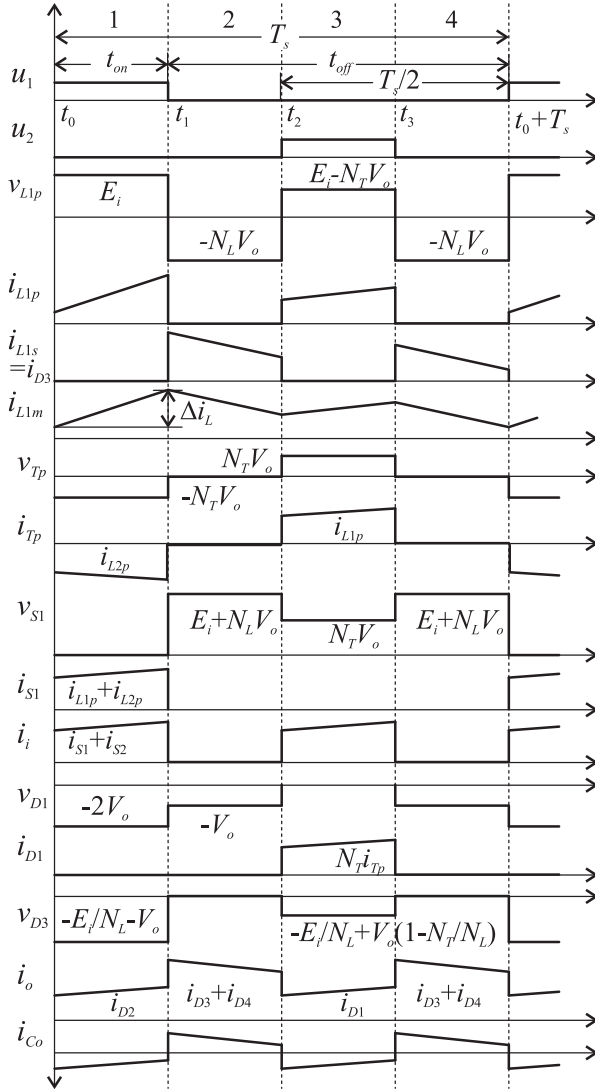


Figura 50. Principais formas de onda no MCC em R1.

A 1ª, 2ª, 4ª e 5ª etapas são semelhantes as quatro etapas de operação no modo de condução contínua, portanto, não serão descritas.

A **3ª etapa** começa no instante t_2 onde a energia acumulada no transformador flyback Tf2 se anula, portanto, a corrente na bobina

Tabela 5. Casos de descontinuidade em R1

	Condição	2 ^a	3 ^a	4 ^a	n ^a etapas
Caso 1	$E_i > N_T V_o \vee E_i < N_T V_o$			X	6
Caso 2	$E_i > N_T V_o$	X		X	8
Caso 3	$E_i < N_T V_o$		X		6
Caso 4	$E_i < N_T V_o$	X			6

L2s idealmente cai para zero. Porém, esta corrente não se anula completamente, permanecendo num valor mínimo que corresponde ao valor da corrente de magnetização do transformador. Paralelamente, a energia armazenada em Tf1 é transferida para carga através da sua bobina secundária L1s. Esta etapa termina no instante t_3 onde o interruptor S2 é acionado, fazendo com que o indutor L2p receba energia da fonte de alimentação. Na **6^a etapa** ocorre o contrário: a energia no transformador flyback Tf1 se anula enquanto que Tf2 transfere energia para carga através de L2s.

As principais formas de onda no caso 1 para o MCD são mostradas na Figura 52, onde se observa que a corrente de saída permanece contínua embora as correntes de magnetização dos indutores sejam descontínuas.

3.3.2.2 Caso 2

A energia dos indutores acoplados se anula logo após ter sido acumulada. Entretanto, o armazenamento ocorre duas vezes durante um período de comutação, isto devido à tensão de entrada ser maior que a tensão através da bobina primária do transformador, conforme mostra a Tabela 5. Logo, o número de etapas de operação presentes no conversor, neste caso, é oito que são mostradas nas Figuras 53 e 53.

Na **1^a etapa** de operação os transformadores flyback armazenam energia através das suas bobinas primárias L1p e L2p. Na **2^a etapa** esta energia é transferida para a saída através dos indutores L1s e L2s. A **3^a etapa** começa quando a energia acumulada no transformador flyback Tf2 se anula e conclui quando a energia acumulada em Tf2 também se anula, dando origem à **4^a etapa** de operação onde somente o capacitor fornece energia para carga. Na **5^a etapa** os transformadores Tf1 e Tf2 acumulam energia novamente. A descrição das etapas subsequentes é análoga com a diferença que a energia acumulada

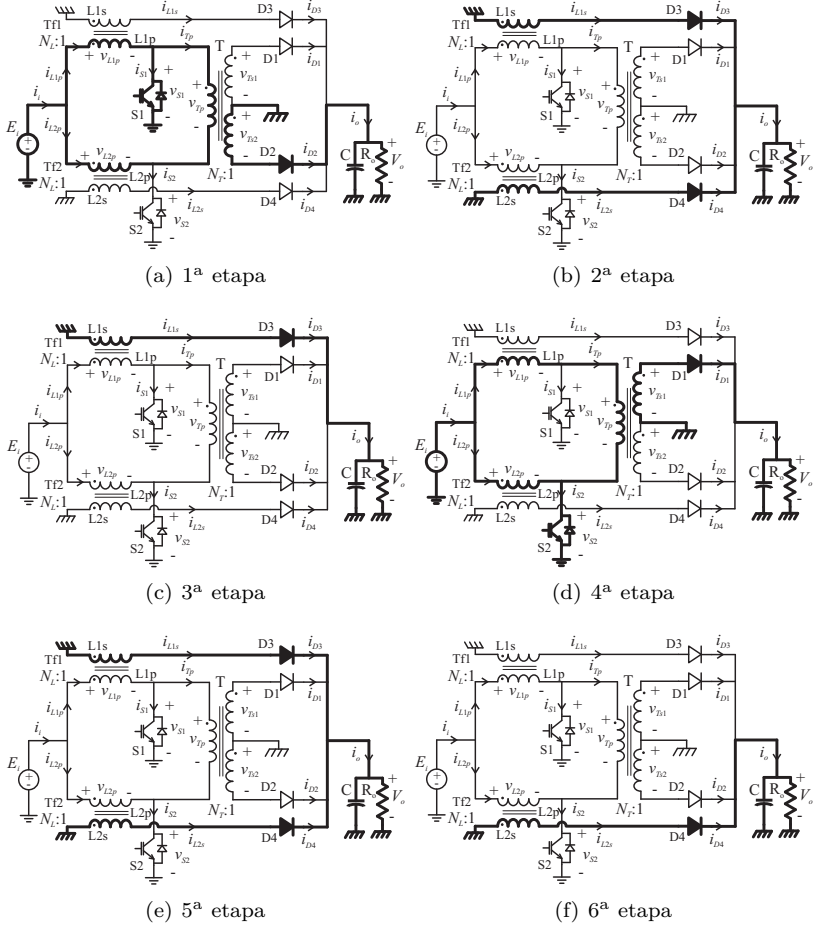


Figura 51. Etapas de operação no caso 1 para o MCD em R1.

em Tf1 se esgota antes que Tf2. As principais formas de onda no caso 2 no MCD em R1 são mostradas na Figura 54.

3.3.2.3 Caso 3

Nesta situação de descontinuidade, a tensão através da bobina primária do transformador é maior que a tensão da fonte de alimenta-

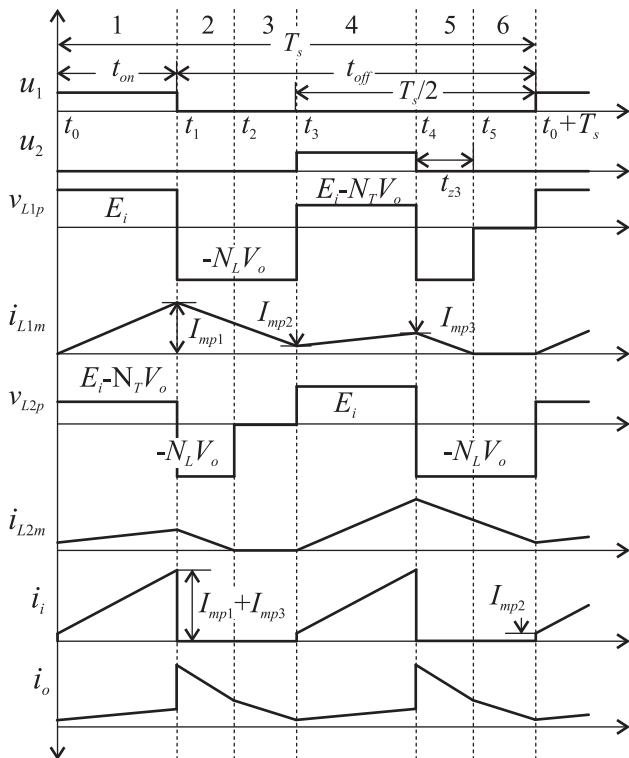


Figura 52. Formas de onda no caso 1 no MCD em R1.

ção ($E_i < N_T V_o$), portanto somente um dos transformadores flyback armazena energia durante a condução de um interruptor enquanto o outro transfere energia para a carga. Assim, no caso 3 a descontinuidade de um dos transformadores flyback ocorre durante a etapa de armazenamento do outro transformador conforme é mostrado na Figura 55.

Na **1ª etapa** de operação o transformador Tf1 armazena energia através de L1p enquanto Tf2 transfere energia para saída através de L2s, o término desta etapa ocorre quando a energia de Tf2 é completamente transferida. Na **2ª etapa** Tf1 continua armazenando energia, durante esta etapa somente o capacitor fornece energia para a carga. Na **3ª etapa**, Tf1 transfere energia para a saída enquanto que a energia em Tf2 permanece nula. Na **4ª etapa** o interruptor S2 é acionado, iniciando o armazenamento de energia em Tf2. A **5ª etapa** começa quando a energia de Tf1 se anula completamente, a energia é armaze-

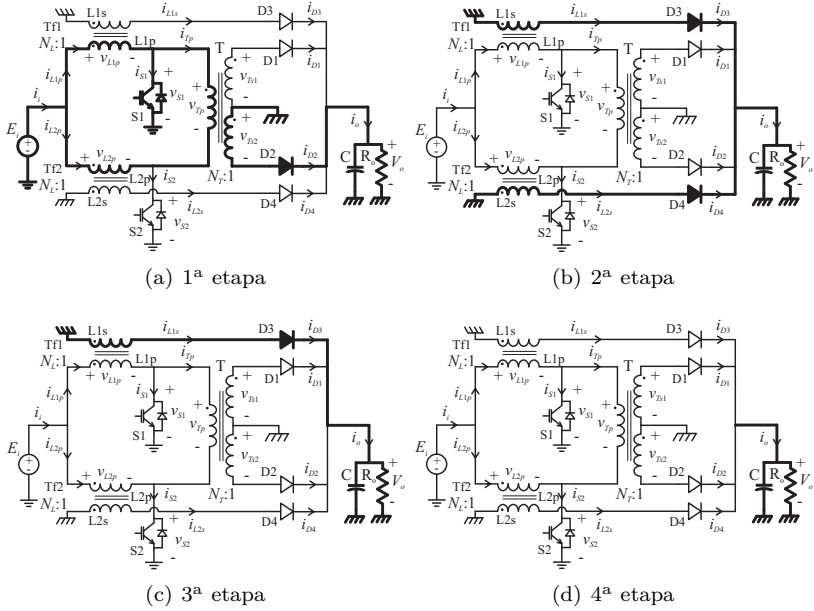


Figura 53. Etapas de operação no caso 2 no MCD em R1.

nada em Tf2, esta etapa termina quando S2 é bloqueado. Na **6ª etapa** Tf2 começa transferir a energia armazenada. As principais formas de onda associadas a estas etapas são mostradas na Figura 56.

3.3.2.4 Caso 4

A energia acumulada nos transformadores flyback se anula numa etapa logo após ter sido armazenada conforme mostra a Figura 57. O número de etapas é seis.

Na **1ª etapa** de operação somente Tf1 armazena energia através de L1p que, posteriormente, é transferida para a saída através de L1s na **2ª etapa**. Na **3ª etapa** os transformadores flyback permanecem sem processar energia, sendo unicamente o capacitor quem fornece energia para a carga. Na **4ª etapa** o transformador Tf2 é quem armazena energia, para logo transferi-la na **5ª etapa** através da bobina L2s. A **6ª etapa** é similar à 3ª etapa de operação. As principais formas de onda neste caso são mostradas na Figura 58.

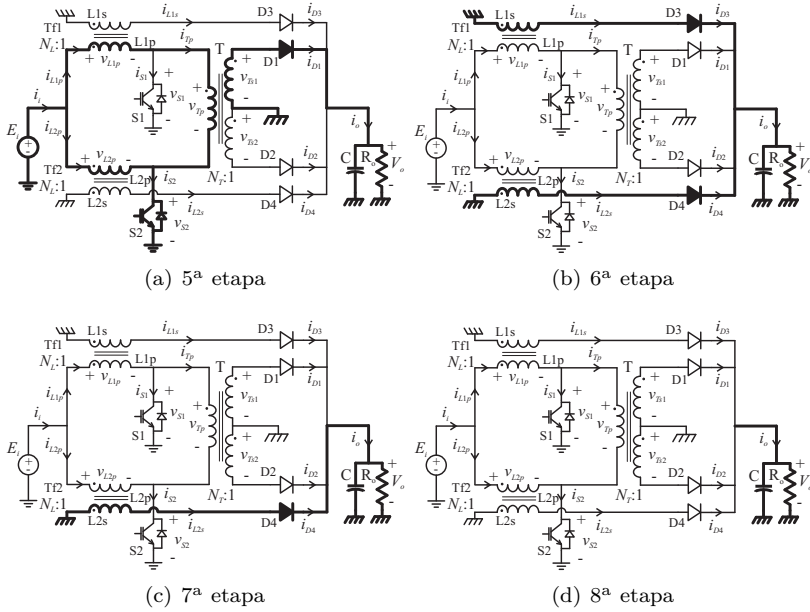


Figura 53. Etapas de operação no caso 2 no MCD em R1.

3.4 ANÁLISE MATEMÁTICA

Nesta seção são desenvolvidas as equações para o cálculo dos esforços de tensões e correntes nos conversor CC-CC push-pull flyback duplo na região R1 e para tal são utilizados os valores de tensões e correntes contidos na Tabela 4. As equações para a região R2 são transcritas do Capítulo 2.

3.4.1 Ganho estático no MCC

Em regime permanente a tensão média nos indutores é nula.

$$V_{Lf1p} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} v_{Lf1p} dt = 0 \quad (3.5)$$

Utilizando os valores da Tabela 4 tem-se:

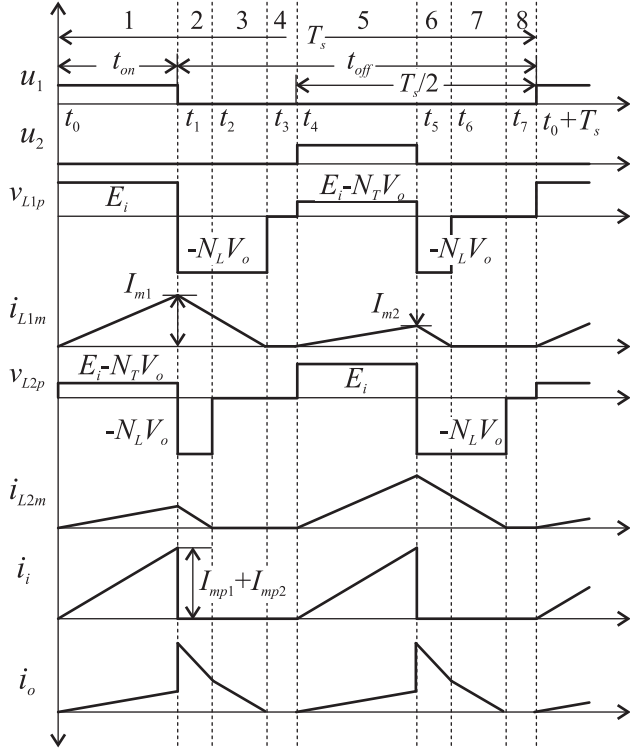


Figura 54. Formas de onda no MCD no caso 2 em R1.

$$E_i \Delta t_{10} - N_L V_o \Delta t_{21} + (E_i - N_T V_o) \Delta t_{32} - N_L V_o \Delta t_{43} = 0 \quad (3.6)$$

Os intervalos de tempo Δt_{10} segundo a Figura 50 são dadas por:

$$\Delta t_{10} = \Delta t_{32} = t_{on} \quad (3.7)$$

$$\Delta t_{21} = \Delta t_{43} = \frac{T_s}{2} - t_{on} \quad (3.8)$$

Substituindo as Eqs. (3.7) e (3.8) em (3.6) se obtém o ganho estático do conversor no MCC na região R1 que é dada pela Eq. (3.9).

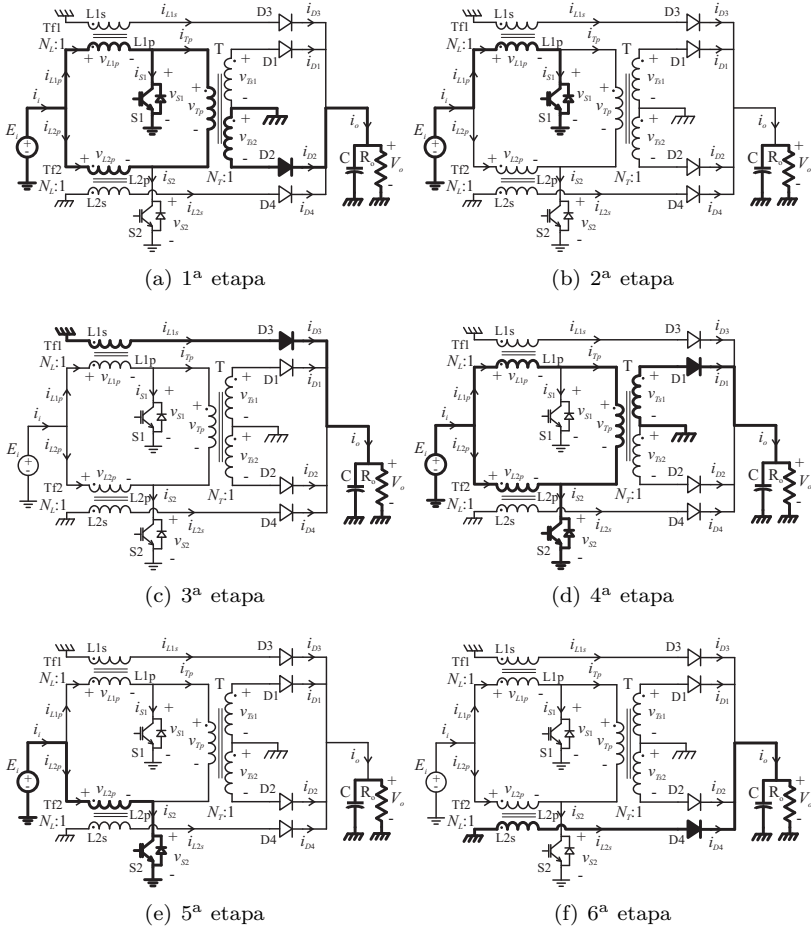


Figura 55. Etapas de operação no caso 3 no MCD em R1.

$$\frac{V_o}{E_i} = \frac{2D}{N_L + (N_T - 2N_L)D} \quad (3.9)$$

Assim, o ganho estático do conversor CC-CC push-pull flyback duplo no modo de condução contínua é dada pela Eq. (3.10), onde o ganho estático para R2 foi transcrita da Eq. (2.52).

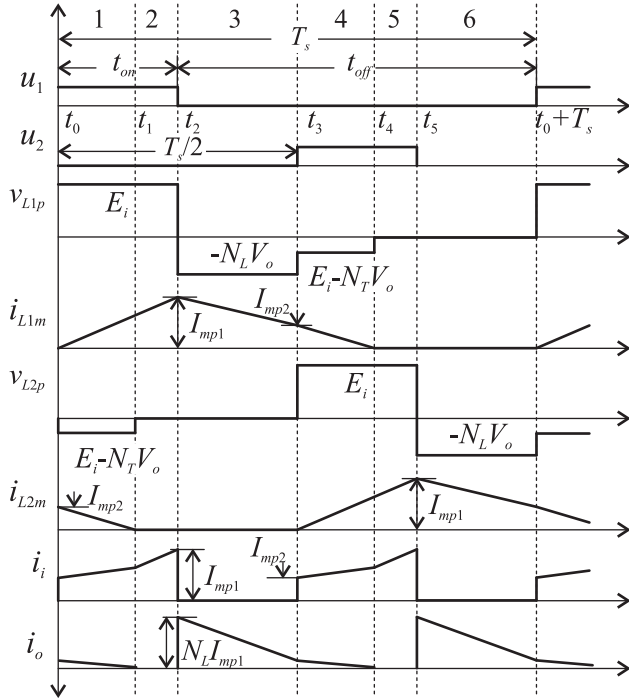


Figura 56. Formas de onda no caso 3 no MCD em R1.

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{E_i} = \begin{cases} \frac{2D}{N_L + (N_T - 2N_L)D} & \text{para R1} \\ \frac{1}{N_T(1 - D)} & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.10)$$

3.4.2 Ganho estático no MCD

No modo de condução descontínua, o ganho estático deixa de ser função, unicamente, da razão cíclica, passando a depender da corrente de carga na saída do conversor, isto é, da energia consumida pela carga. Isto ocorre devido à quantidade limitada de energia que o conversor consegue transferir num período de comutação. Por outro lado o conversor apresenta diversas expressões neste modo devido à existência

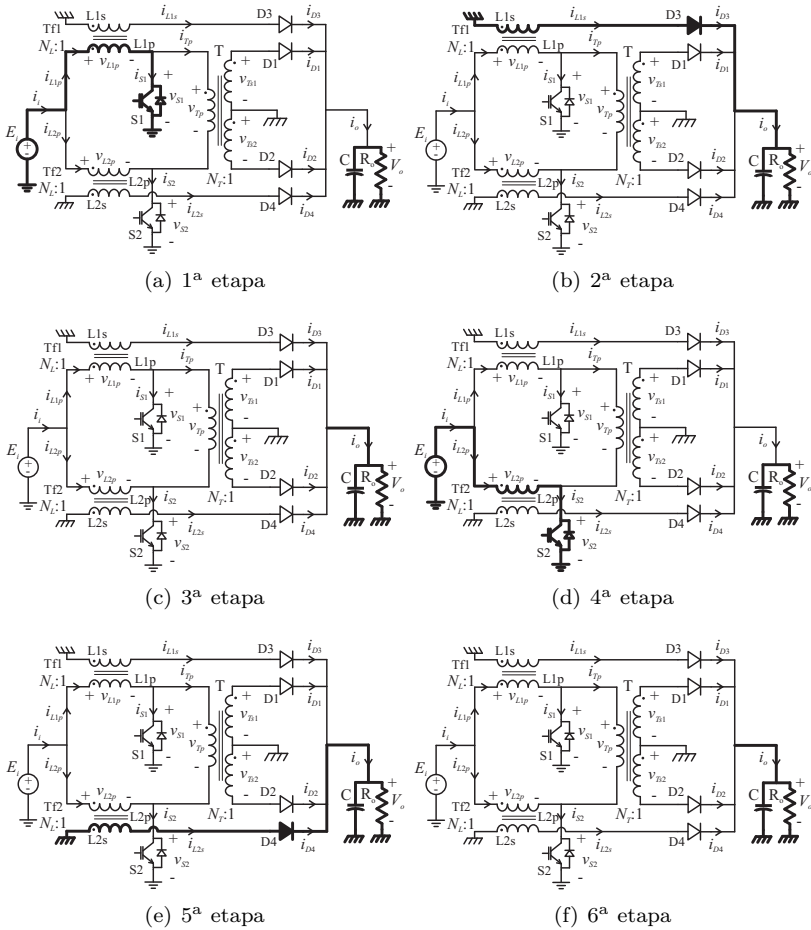


Figura 57. Etapas de operação no caso 4 no MCD em R1.

quatro casos de descontinuidade. Assim, a seguir serão desenvolvidas as expressões do ganho estático no MCD para cada uma destas situações.

3.4.2.1 Caso 1

A energia transferida pela fonte de entrada para o circuito durante um período de comutação é dada pela Eq. (3.11).

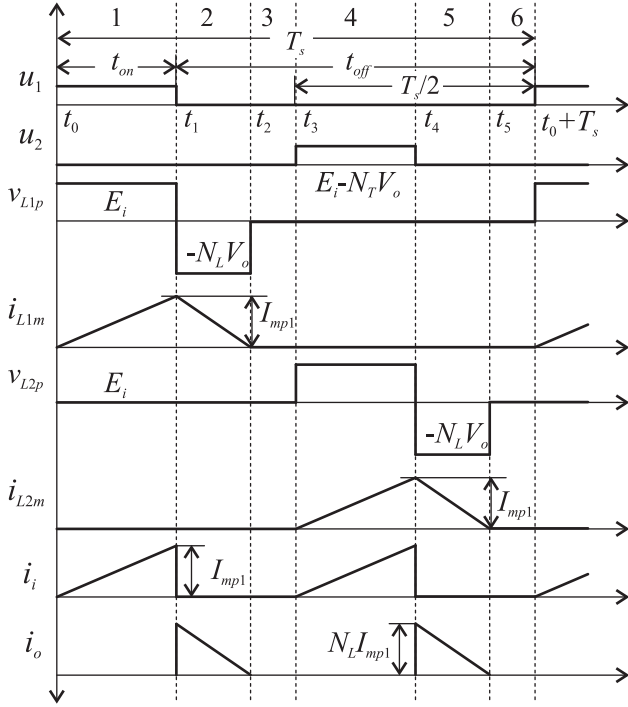


Figura 58. Formas de onda no MCD no caso 4 em R1.

$$W_i = 2E_i \frac{I_{mp1} + I_{mp2} + I_{mp3}}{2} t_{on} \quad (3.11)$$

As correntes I_{mp1} , I_{mp2} e I_{mp3} correspondem aos valores da corrente de magnetização de um dos transformadores flyback no final de cada etapa conforme mostra a Figura 52, e cujos valores são calculados através das equações a seguir.

$$I_{mp1} = \frac{E_i}{L_m} t_{on} \quad (3.12)$$

$$I_{mp2} = I_{mp1} - \frac{N_L V_o}{L_m} \left(\frac{T_s}{2} - t_{on} \right) \quad (3.13)$$

$$I_{mp3} = I_{mp2} + \frac{E_i - N_T V_o}{L_m} t_{on} \quad (3.14)$$

Substituindo as equações anteriores na Eq. (3.11) se tem que a energia entregue pela fonte de alimentação é:

$$W_i = (4E_i D - (N_T - 2N_L)V_o D - N_L V_o) \frac{T_s^2 E_i}{L_m} D \quad (3.15)$$

Por outro lado, a energia consumida pela carga durante um ciclo de comutação é dada pela Eq. (3.16).

$$W_o = V_o I_o T_s \quad (3.16)$$

Aplicando o princípio da conservação de energia se tem que a energia entregue pela fonte é igual à energia consumida pela carga ($W_i = W_o$).

$$\overline{I_o} = \frac{I_o L_m}{E_i T_s} = 4 \frac{E_i}{V_o} D^2 - (N_T - 2N_L) D^2 - N_L D \quad (3.17)$$

Logo, o ganho estático no MCD no caso 1 é dada Eq. (3.18).

$$G_{mcd} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{4D^2}{\overline{I_o} + (N_T - 2N_L)D^2 + N_L D} \quad (3.18)$$

3.4.2.2 Caso 2

A energia transferida pela fonte de entrada durante um período de comutação é dada pela Eq. (3.19).

$$W_i = 2E_i \frac{I_{mp1} + I_{mp2}}{2} t_{on} \quad (3.19)$$

As correntes I_{mp1} e I_{mp2} correspondem aos valores da corrente de magnetização de um dos transformadores flyback ao final de cada etapa de armazenamento conforme mostra a Figura 54, e cujos valores são calculados através das Eqs.

$$I_{mp1} = \frac{E_i}{L_m} t_{on} \quad (3.20)$$

$$I_{mp2} = \frac{E_i - N_T V_o}{L_m} t_{on} \quad (3.21)$$

Assim, substituindo tem-se:

$$W_i = (2E_i - N_T V_o) \frac{DT_s}{L_m} \quad (3.22)$$

A energia consumida pela carga é dada pela Eq. (3.16). Aplicando o princípio da conservação de energia resulta a Eq. (3.23).

$$\overline{I_o} = \frac{I_o L_m}{E_i T_s} = \left(2 \frac{E_i}{V_o} - N_T \right) D^2 \quad (3.23)$$

Agrupando a equação anterior se obtém ganho estático do conversor no MCD para o caso 1 que é dada Eq. (3.24).

$$G_{mcd} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{2D^2}{\overline{I_o} + N_T D^2} \quad (3.24)$$

3.4.2.3 Caso 3

A energia transferida pela fonte de entrada durante um período de comutação é dada pela Eq. (3.25).

$$W_i = 2E_i \left(\frac{I_{mp1} t_{on}}{2} + \frac{I_{mp2} \Delta t_{10}}{2} \right) \quad (3.25)$$

As correntes I_{mp1} e I_{mp2} correspondem aos valores da corrente de magnetização de um dos transformadores flyback ao final de cada etapa de armazenamento conforme mostra a Figura 56, e cujos valores são calculados através das equações a seguir.

$$I_{mp1} = \frac{E_i}{L_m} t_{on} \quad (3.26)$$

$$I_{mp2} = I_{mp1} - \frac{N_L V_o}{2L_m} (T_s - 2t_{on}) \quad (3.27)$$

O tempo Δt_{10} é o tempo que leva a corrente de magnetização para se esgotar na segunda etapa de transferência.

$$\Delta t_{10} = \frac{-I_{m2}}{E_i - N_T V_o} L_m \quad (3.28)$$

Assim, substituindo estas correntes e tempos na Eq. (3.25) resulta em:

$$W_i = \frac{E_i V_o T_s^2}{L_m} \frac{4E_i(N_L - (N_T + 2N_L)D)D - N_L^2 V_o(1 - 2D)^2}{4(E_i - N_T V_o)} \quad (3.29)$$

A energia consumida pela carga é dada pela Eq. (3.16). Logo, aplicando o princípio da conservação de energia obtém-se:

$$\overline{I_o} = \frac{4E_i(N_L - (N_T + 2N_L)D)D - N_L^2 V_o(1 - 2D)^2}{4(E_i - N_T V_o)} \quad (3.30)$$

Trabalhando a equação anterior se obtém o ganho estático no MCD no caso 3 que é dada Eq. (3.31).

$$G_{mcd} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{4\overline{I_o} + 4D((N_T + N_L)D - N_L)}{4N_T \overline{I_o} + N_L^2(1 - 2D)^2} \quad (3.31)$$

3.4.2.4 Caso 4

A energia transferida pela fonte de entrada durante um período de comutação é dada pela Eq. (3.32).

$$W_i = 2E_i \frac{I_{m1} t_{on}}{2} \quad (3.32)$$

O valor da corrente I_{mp1} , conforme mostra a Figura 58, é calculado através da seguinte equação:

$$I_{mp1} = \frac{E_i}{L_m} t_{on} \quad (3.33)$$

Assim, substituindo esta corrente na Eq. (3.32) tem-se:

$$W_i = \frac{E_i^2}{L_m} t_{on}^2 \quad (3.34)$$

A energia consumida pela carga é dada pela Eq. (3.16). Aplicando o princípio da conservação de energia tem-se:

$$\overline{I_o} = \frac{I_o L_m}{E_i T_s} = \frac{E_i}{V_o} D^2 \quad (3.35)$$

Agrupando a equação anterior se obtém o ganho estático no MCD no caso 4 que é dada Eq. (3.36).

$$G_{mcd} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{D^2}{\overline{I_o}} \quad (3.36)$$

3.4.3 Característica externa

A partir das expressões do ganho estático no modo de condução contínua, dadas pelas Eq. (3.10) em R1 e Eq. (2.52) em R2, e no modo de condução descontínua, dadas pelas Eqs. (3.18), (3.24), (3.31) e (3.36) em R1 e a Eq. (2.66) em R2, são levantadas as curvas de característica externa do conversor para os casos $N_T = N_L$ e $N_T = 2N_L$.

Na Figura 59 são mostradas as curvas de característica externa para a relação de transformação $N_T = N_L = 1$. Na região de condução descontínua em R1 são indicadas as quatro situações de descontinuidade, onde se observa que o ganho estático no caso 1 varia levemente em relação à carga, especialmente, se comparada às outras situações.

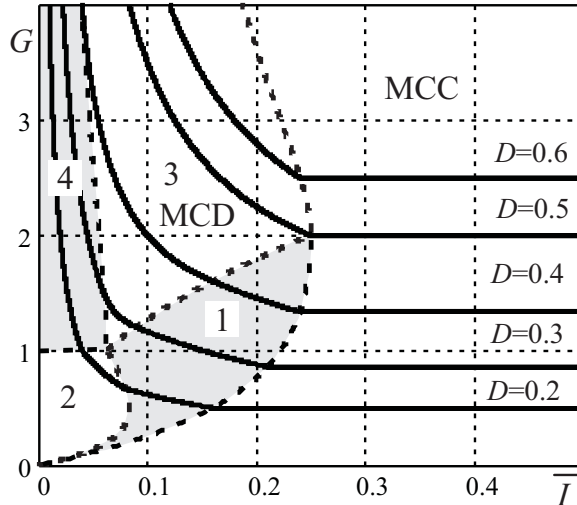


Figura 59. Característica externa do conversor para $N_T = N_L = 1$.

Na Figura 60 são mostradas as curvas de característica externa para $N_T = 2N_L = 1$. Esta relação limita a operação do conversor na região R1, devido que, esta causaria a polarização direta dos diodos D3 e D4 em R2, conforme mostra a Eq. (3.4). No entanto, ela proporciona baixa ondulação de corrente na saída do conversor. Por outro lado,

a comparação das Figuras 59 e 60 mostra que a região de operação descontínua é menor neste último caso ($N_T = 2N_L$).

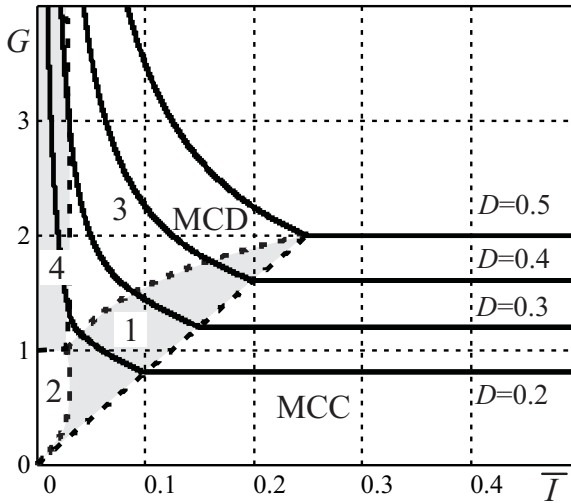


Figura 60. Característica externa do conversor para $N_T = 2N_L = 1$.

3.4.4 Transformador flyback

3.4.4.1 Ondulação da corrente de magnetização

A ondulação da corrente na indutância de magnetização em Tf, no modo de condução contínua, é determinada em função da variação de corrente na etapa de armazenamento de energia no transformador flyback. No caso de Tf1 isto ocorre na primeira etapa de operação.

$$\Delta I_{m1} = \frac{E_i}{L_m} \int_{t_0}^{t_1} dt = \frac{E_i}{L_m} t_{on} \quad (3.37)$$

A Eq. (3.37) pode ser expressa em função da tensão de saída através do ganho estático dada pela Eq. (3.10).

$$\Delta I_{m1} = V_o T_s \frac{N_L + (N_T - 2N_L)D}{2L_m} \quad (3.38)$$

Em regime permanente tem-se:

$$\Delta I_{m1} = \Delta I_{m2} = \Delta I_m \quad (3.39)$$

Assim, a expressão parametrizada da ondulação de corrente de magnetização do transformador flyback é dada pela Eq. (3.40), onde a expressão da ondulação em R2 foi transcrita da Eq. (2.53).

$$\overline{\Delta I_m} = \frac{\Delta I_m L_m}{V_o T_s} = \begin{cases} \frac{N_L + (N_T - 2N_L)D}{2} & \text{para R1} \\ N_T(1 - D)D & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.40)$$

A Figura 61 mostra representação gráfica da Eq. (3.40) para a relação $N_T = 2N_L$.

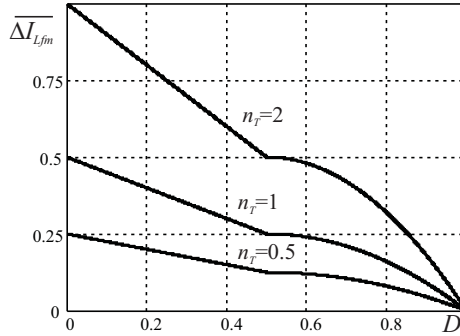


Figura 61. Ondulação da corrente de magnetização no transformador flyback para $N_T = 2N_L$.

3.4.4.2 Corrente de magnetização

No modo de condução contínua, o valor médio da corrente de magnetização está relacionado diretamente à corrente média na carga. Na região R1, segundo mostra a Figura 17, a corrente média na carga é calculada através da Eq. (3.41).

$$I_o = \frac{2}{T_s} \left(I_m N_T t_{on} + 2I_m N_L \left(\frac{T_s}{2} - t_{on} \right) \right) \quad (3.41)$$

onde I_m é o valor médio das correntes de magnetização dos transformadores flyback.

$$I_m = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{L1m} dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{L2m} dt \quad (3.42)$$

A expressão parametrizada do valor médio da corrente de magnetização nos transformadores flyback no MCC é dada pela Eq. (3.43). A expressão para a região R2 foi transcrita da Eq. (2.55), onde $I_L = I_m$.

$$\overline{I_m} = \frac{I_m}{I_o} = \begin{cases} \frac{1}{2N_L} \frac{1}{1 + (N_T/N_L - 2)D} & \text{para R1} \\ \frac{1}{N_T} \frac{1}{2D - 1} & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.43)$$

3.4.4.3 Correntes eficazes nas bobinas

O fluxo de corrente através das bobinas primárias dos transformadores flyback ocorre durante a condução dos interruptores. Logo, na região R1, o valor eficaz da corrente é dada pela Eq. (3.44), onde em regime permanente $I_{Lpef} = I_{L1pef} = I_{L2pef}$.

$$I_{Lpef}^2 = \frac{2}{T_s} I_m^2 t_{on} \quad (3.44)$$

Por outro lado, o fluxo de corrente nas bobinas secundárias ocorre durante o bloqueio simultâneo dos interruptores.

$$I_{Lsef}^2 = \frac{2}{T_s} (I_m N_L)^2 \left(\frac{T_s}{2} - t_{on} \right) \quad (3.45)$$

Assim, as expressões parametrizadas dos valores eficazes das correntes através das bobinas do transformador flyback são dadas pelas Eqs. (3.46) e (3.47), onde $\overline{I_{Lpef}} = I_{Lpef}/I_o$ e $\overline{I_{Lsef}} = I_{Lsef}/I_o$. Na região R2, o transformador flyback deixa de transferir energia através da sua bobina secundária. A corrente eficaz bobina secundária é nula enquanto que na bobina primária é igual ao valor médio da corrente de magnetização.

$$\overline{I_{Lpef}} = \begin{cases} \frac{1}{2N_L} \frac{\sqrt{2D}}{1 + (N_T/N_L - 2)D} & \text{para R1} \\ \frac{1}{N_T} \frac{1}{2D - 1} & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.46)$$

$$\overline{I_{Lsef}} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{\sqrt{1-2D}}{1 + (N_T/N_L - 2)D} & \text{para R1} \\ 0 & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.47)$$

3.4.5 Transformador

Na região R1, o transformador transfere energia para a saída unicamente durante a condução de um dos interruptores. Assim, as correntes eficazes nas bobinas primária e secundária do transformador no MCC em R1 são dadas pelas Eqs. (3.48) e (3.49).

$$I_{Tpef} = I_m \sqrt{2D} \quad (3.48)$$

$$I_{Tsef} = I_m N_T \sqrt{D} \quad (3.49)$$

As expressões parametrizadas ($\overline{I_{Tef}} = I_{Tef}/I_o$) correspondentes à toda faixa de razão cíclica são dadas pelas Eqs. (3.50) e (3.50). As expressões para a região R2 foram transcritas de Eqs. (2.56) e (2.57).

$$\overline{I_{Tpef}} = \begin{cases} \frac{1}{2N_L} \frac{\sqrt{2D}}{1 + (N_T/N_L - 2)D} & \text{para R1} \\ \frac{1}{N_T} \sqrt{\frac{1}{2(1-D)}} & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.50)$$

$$\overline{I_{Tsef}} = \begin{cases} \frac{N_T}{2N_L} \frac{\sqrt{D}}{1 + (N_T/N_L - 2)D} & \text{para R1} \\ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{1-D}} & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.51)$$

3.4.6 Produto de áreas

Nesta seção são desenvolvidas as expressões matemáticas do produto de áreas dos dispositivos magnéticos para a região R1, sendo que a expressão para a região R2 foi apresentada no Cap. 2.

3.4.6.1 Transformador flyback

A área da seção transversal do núcleo é dada pela Eq. (3.52).

$$A_e = \frac{L_m I_{mp}}{N_{Lp} B_{max}} \quad (3.52)$$

onde:

$$I_{mp} = I_m + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (3.53)$$

Substituindo a expressão da indutância de magnetização no MCC dada pela Eq. (3.40) tem-se:

$$A_e = \frac{V_o \overline{\Delta I_m}}{2 N_{Lp} B_{max} f_s} \left(\frac{2}{\% \Delta I_m} + 1 \right) \quad (3.54)$$

Logo, o fator k_{Ae} é:

$$k_{Ae} = \frac{N_L + (N_T - 2N_L)D}{4} \left(1 + \frac{2}{\% \Delta I_m} \right) \quad (3.55)$$

A área necessária na janela é calculada através da Eq. (3.56).

$$A_w = \frac{N_{Lp}}{J k_w} \left(I_{Lpef} + \frac{I_{Lpef}}{N_L} \right) \quad (3.56)$$

Substituindo as Eqs. (3.46) e (3.47) tem-se:

$$A_w = \frac{N_{Lp} I_o}{J_{max} k_w N_L} (N_L \overline{I_{Lpef}} + \overline{I_{Lsef}}) \quad (3.57)$$

O fator k_{Aw} , tal como que no conversor de Weinberg, é função dos valores máximos das correntes eficazes, cujos comportamentos são opostos, sendo que a corrente na bobina primária tende aumentar com o incremento da razão cíclica, enquanto que corrente secundária tende a diminuir. Logo, o fator k_{Aw} pode ser expresso como a composição de dois fatores k_{Aw_p} e k_{Aw_s} , os quais estão relacionados aos valores parametrizados das correntes eficazes primária e secundária respectivamente. As Eqs. (3.55) e (3.58) para $N_T = N_L$ são mostradas de forma gráfica na Figura 62. A constante k_{Aw} do indutor foi traçada para uma ondulação de 20%.

$$k_{Aw} = k_{Aw_p} + k_{Aw_s} \quad (3.58)$$

onde:

$$k_{AwP} = \frac{1}{2N_L} \frac{\sqrt{2D}}{1 + (N_T/N_L - 2)D} \quad (3.59)$$

$$k_{Aws} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{1 - 2D}}{1 + (N_T/N_L - 2)D} \quad (3.60)$$

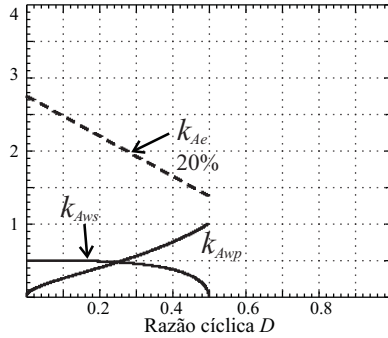


Figura 62. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador flyback para $N_L = N_T$.

3.4.6.2 Transformador

A área da seção transversal do núcleo é dada pela Eq. (3.61).

$$A_e = \frac{V_o N_T}{N_{Tp} \Delta B_{max} f_s} D = \frac{V_o N_T}{2 N_{Tp} B_{max} f_s} D \quad (3.61)$$

A área da janela é:

$$A_w = \frac{N_{Tp}}{J_{max} k_w} \left(I_{Tpef} + 2 \frac{I_{Tpef}}{N_T} \right) \quad (3.62)$$

Substituindo as Eqs. (3.50) e (3.50) tem-se:

$$A_w = \frac{N_{Tp} I_o}{J_{max} k_w N_T} (N_T \overline{I_{Lpef}} + 2 \overline{I_{Lsef}}) \quad (3.63)$$

Os fatores k_{Ae} e k_{Aw} segundo as Eqs.(3.52) e (3.57) são dadas pelas Eqs. (3.64) e (3.65), as quais são mostradas de forma gráfica na Figura 63.

$$k_{Ae} = \frac{D}{2} \quad (3.64)$$

$$k_{Aw} = \frac{N_T}{2N_L} \frac{\sqrt{2D} + 2\sqrt{D}}{1 + (N_T/N_L - 2)D} \quad (3.65)$$

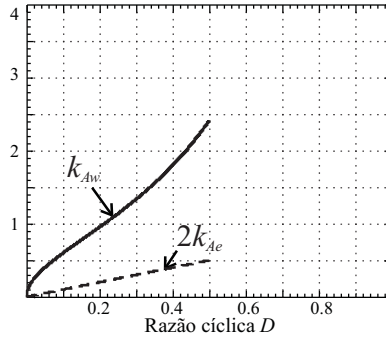


Figura 63. Fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador.

3.4.7 Filtro de saída

3.4.7.1 Ondulação da tensão na saída

A ondulação de tensão no capacitor de saída é calculada considerando a indutância de magnetização do transformador flyback o suficientemente grandes, tal que sua corrente de magnetização possa ser considerada constante. Consequentemente, o formato da corrente no capacitor na região R1 é uma onda quadrada conforme mostrado na Figura 64.

A variação de carga no semi-ciclo positivo da onda de corrente no capacitor é:

$$\Delta Q^+ = C_o \Delta V_o = (2I_{Lm}N_L - I_o) \left(\frac{T_s}{2} - t_{on} \right) \quad (3.66)$$

Substituindo a Eq. (3.43) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{I_o T_s}{2C} \frac{2 - N_T/N_L}{1 + (N_T/N_L - 2)D} (1 - 2D) D \quad (3.67)$$

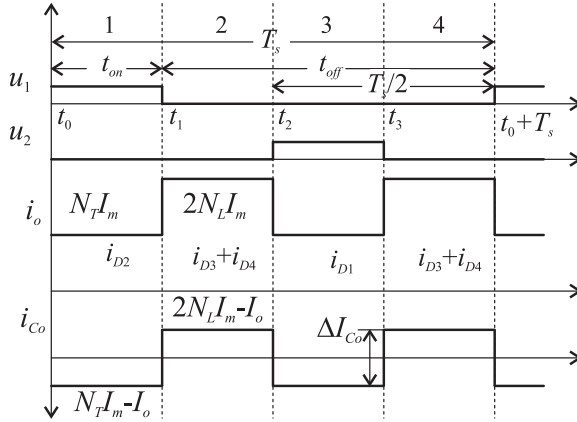


Figura 64. Corrente na saída e no capacitor em R1 considerando indu-tância de magnetização infinita no transformador flyback.

Assim, a Eq. (3.68) é expressão parametrizada da ondulação de tensão no capacitor ou de saída, a qual é mostrada de forma gráfica na Figura 65. A expressão da ondulação para a região R2 foi transcrita da Eq. (2.59).

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o C_o}{I_o T_s} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{(2N_L - N_T)(1 - 2D)D}{N_L - (2N_L - N_T)D} & \text{para R1} \\ \frac{2D - 1}{2} & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.68)$$

3.4.7.2 Corrente eficaz no capacitor

A corrente eficaz através do capacitor no MCC em R1, conside-rando a forma de onda da Figura 64, é dada pela Eq. (3.69).

$$\begin{aligned} I_{Cef}^2 &= \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} i_C^2 dt \\ &= \frac{2I_o}{T_s} \left(\left(\frac{I_{Lm} N_T}{I_o} - 1 \right)^2 t_{on} + \left(2 \frac{I_{Lm} N_L}{I_o} - 1 \right)^2 \frac{T_s - 2t_{on}}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.69)$$

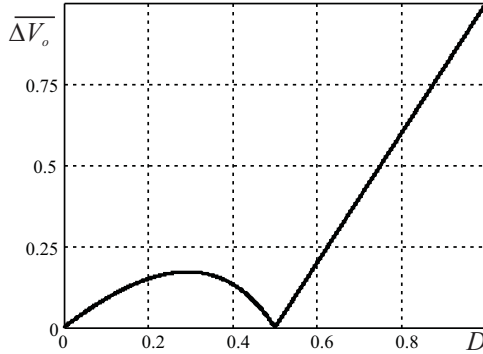


Figura 65. Ondulação da tensão de saída parametrizada no MCC.

Assim, a expressão parametrizada da corrente eficaz através do capacitor é dada pela Eq. (3.70), onde a expressão para a região R2 foi obtida utilizando o mesmo procedimento.

$$\overline{I_{Cef}} = \frac{I_{Cef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{2 - N_T/N_L}{1 - (2 - N_T/N_L)D} \sqrt{\frac{(1 - 2D)D}{2}} & \text{para R1} \\ \sqrt{\frac{2D - 1}{2(1 - D)}} & \text{para R2} \end{cases} \quad (3.70)$$

Na Figura 66 é traçada a curva da corrente eficaz parametrizada para $N_T = N_L$.

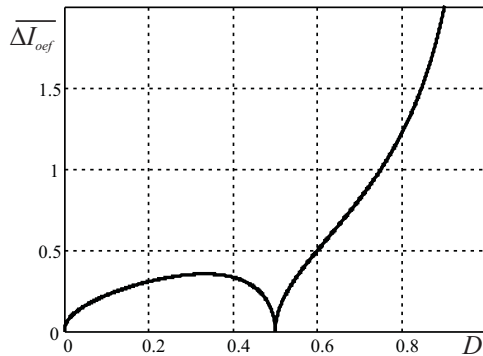


Figura 66. Corrente eficaz parametrizada no capacitor no MCC.

3.5 EXEMPLO DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados as formas de onda obtidas através de um circuito de simulação, as quais tem o objetivo de validar a teórica desenvolvida neste capítulo. Entretanto, somente será validada a operação no modo de condução contínua na região R1, visto que a operação na região R2 é a mesma apresentada pelo conversor CC-CC push-pull com duplo indutor.

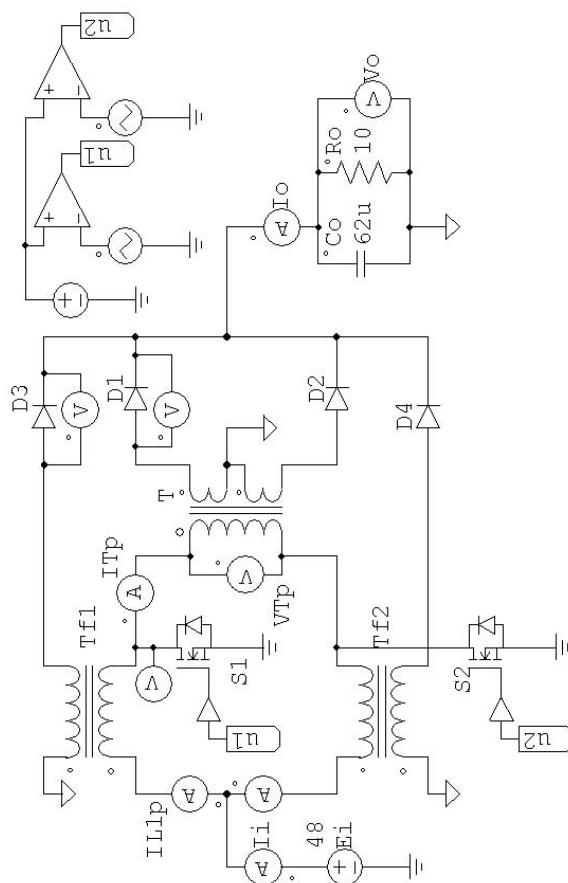


Figura 67. Circuito esquemático de simulação do conversor CC-CC push-pull flyback duplo.

Tabela 6. Especificações de simulação

Dado	Valor
Tensão de entrada (E_i)	: 48 VDC
Razão cíclica (D)	: 40 %
Resistência de carga (R_o)	: 10 Ohms
Frequência de comutação (f_s)	: 40 kHz
Transformadores flyback	: $L_m=200 \mu\text{H}$
Transformador	: $L_m=10 \text{ mH}$
Capacitância de C_o	: 62 $\mu\text{F}\%$

O esquemático do circuito de simulação no PSIM é mostrado na Figura 67 e cujos parâmetros respectivos são mostrados na Tabela 6. A simulação é realizada para a relação $N_T = N_L = 1$. Nos transformadores foram necessários incluir indutâncias de dispersão de $0,1 \mu\text{H}$ e resistências de $1 \text{ m}\Omega$, visto que, os modelos dos transformadores no simulador requerem a especificação desses parâmetros.

As principais formas de onda para $D = 0,4$ são mostradas nas Figuras 68 e 69. Os resultados mostram-se semelhantes às formas de onda teóricas.

A tensão de saída teórica segundo a Eq. (3.10) é

$$V_o = \frac{2E_i D}{N_T(1-D)} = \frac{2 \cdot 48 \cdot 0,4}{1 - 0,4} = 64 \text{ V}$$

A tensão de saída obtida na simulação é $63,75 \text{ V}$, o erro resultante é $0,4 \%$. O valor teórico da ondulação de corrente na indutância de magnetização do transformador flyback é calculada através da Eq. (3.40).

$$\Delta I_m = \frac{(1-D)V_o}{2L_m f_s} = \frac{(1-0,4) \cdot 64}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3} = 2,4 \text{ A}$$

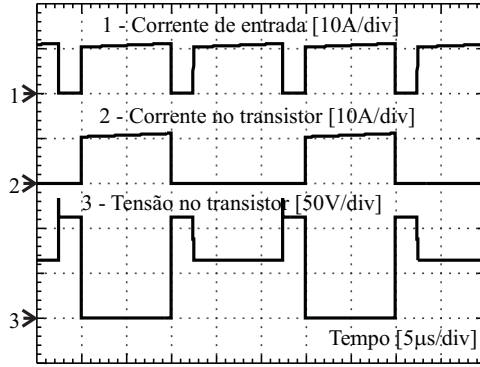
O valor obtido através da simulação é $1,19 \text{ A}$, o erro resultante é $0,5 \%$. A corrente média na indutância de magnetização segundo a Eq. (3.43) é:

$$I_m = \frac{I_o}{2(1-D)} = \frac{6,4}{2 \cdot 0,6} = 5,33 \text{ A}$$

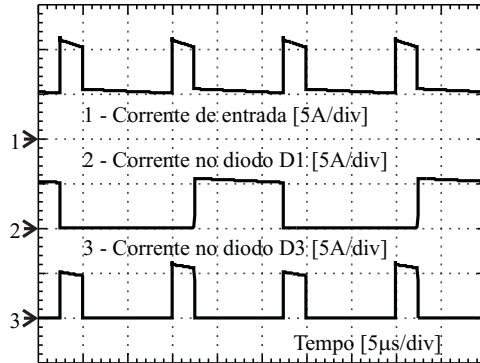
A corrente média na simulação é 5,33 A, logo o erro é nulo. O valor da ondulação de tensão é determinada através da Eq. (3.67).

$$\Delta V_o = \frac{(1 - 2D)DI_o}{2(1 - D)C_o f_s} = \frac{(1 - 0,8) \cdot 0,4 \cdot 6,4}{2 \cdot 0,6 \cdot 62 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3} = 0,172V$$

A ondulação de tensão na simulação é 0,171, o erro correspondente é 0,5 %.

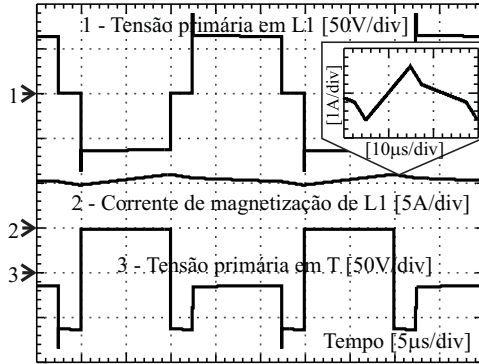


(a)

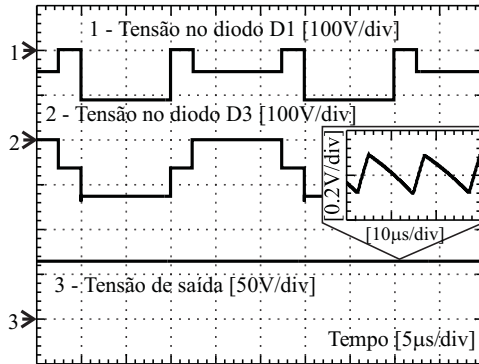


(b)

Figura 68. Formas de onda obtidas através do simulador PSIM para $E_i = 48$ V, $f_s = 40$ kHz, $D = 0,4$ e $N_T = N_L = 1$: a) tensão no interruptor, e correntes no interruptor e na entrada, e b) correntes na saída e nos diodos D1 e D3.



(a)



(b)

Figura 69. Formas de onda obtidas através do simulador PSIM para $E_i = 48$ V, $f_s = 40$ kHz, $D = 0,4$ e $N_T = N_L = 1$: a) corrente de magnetização em Tf1 e tensões nas bobinas primárias de Tf1 e T, e b) tensões nos diodos D1 e D3.

Na Figura 70 são mostradas as formas de onda das correntes de entrada e de saída para a relação $N_T/2 = N_L = 1$. O resultado mostra que esta relação proporciona corrente de saída contínua com baixa ondulação. A tensão de saída teórica neste caso é:

$$V_o = \frac{2E_i D}{N_L} = 2 \cdot 48 \cdot 0,4 = 38,4 \text{ V}$$

A tensão de saída obtido através do simulador é 38,36 V, o erro

Tabela 7. Especificações de projeto

Dado	Valor
Tensão de entrada (E_i)	: 48~24 VDC
Tensão de saída (V_o)	: 48 VDC
Potência de saída (P_o)	: 140 W
Frequência de comutação (f_s)	: 30 kHz
Ondulação de corrente em L_1, L_2 (ΔI_{LM})	: 20 %
Ondulação de tensão em C_o (ΔV_o)	: 0,2 %

associado é de 0,1 %.

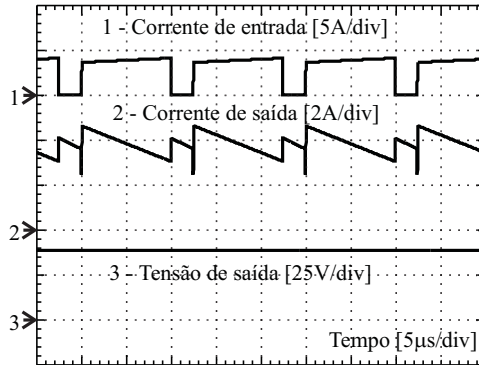


Figura 70. Formas de onda obtidas através do simulador PSIM para $E_i = 48$ V, $f_s = 40$ kHz, $D = 0,4$ e $N_T/2 = N_L = 1$: correntes de entrada e de saída, e tensão de saída.

3.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A validação da teoria apresentada neste capítulo é realizada através dos resultados experimentais obtidos de um protótipo de laboratório, cujas especificações de projeto são dadas na Tabela 7.

O circuito esquemático do protótipo experimental é mostrado na Figura 71, o qual compõe-se pelos sub-circuitos: comando, grampeador e de potência. A seguir é realizada uma breve descrição de cada um deles.

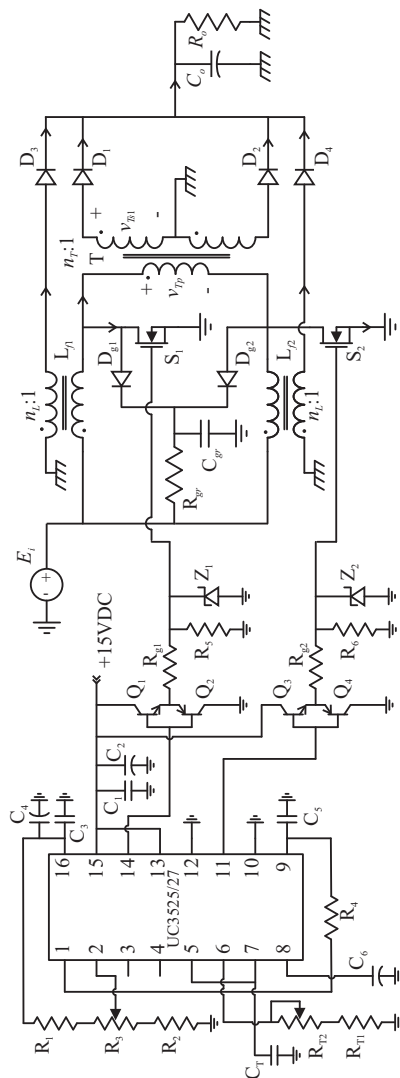


Figura 71. Circuito esquemático do protótipo experimental do conversor CC-CC push-pull flyback duplo.

3.6.1 Circuito de comando

Este circuito é encarregado pelo acionamento dos interruptores. Sua construção foi à base de componentes discretos, onde foram ne-

cessários dois circuitos integrados dedicados: o UC3525A para o acionamento com razões cíclicas menores que 50 % e o UC3527 para acionamentos com razões cíclicas maiores que 50 %. A frequência de comutação é ajustada através do potenciômetro R_{T2} , enquanto que a razão cíclica ajusta-se através do potenciômetro R_3 . O fato dos interruptores apresentarem ponto comum permitiu o emprego de drivers não isolados.

3.6.2 Circuito grampeador

Devido a presença das indutâncias de dispersão no transformador e nos indutores foi incluído um circuito grampeador semi-dissipativo formado pelos seguintes componentes: os diodos D_{g1} e D_{g2} , o capacitor C_{gr} e o resistor R_{gr} . O ajuste do capacitor e resistor foi realizado por meio de simulação, a tensão de grampeamento escolhida foi próxima da tensão máxima admitida nos interruptores, visando minimizar a energia dissipada no resistor do grampeador.

3.6.3 Circuito de potência

O circuito de potência é constituído pelos seguintes elementos: dois indutores acoplados L_{f1} e L_{f2} , um transformador T, dois interruptores S_1 e S_2 e quatro diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 . Este circuito é encarregado do processamento da energia fornecida para a carga.

Os componentes empregados na construção do protótipo experimental são listados na Tabela 8.

3.6.4 Resultados experimentais

Os ensaios foram realizados considerando as tensões máxima e mínima na entrada do conversor no modo de condução contínua MCC. As razões cíclicas correspondentes a estas tensões foram de 36 % para a tensão máxima e 55 % para a tensão mínima.

Na Figura 72(a) são mostradas as correntes de magnetização dos indutores acoplados L_{f1} e L_{f2} junto com a tensão no lado primário do indutor L_{f1} , as quais correspondentes à razão cíclica de 36 %. As formas de onda mostram que o conversor apresenta quatro etapas de operação. Na primeira etapa é aplicada a tensão da fonte de alimentação sobre a bobina primária do indutor acoplado L_{f1} ($v_{L_{f1p}}=47$ V), assim o indutor

Tabela 8. Lista de componentes

Qt.	Componente
2	: Capacitor eletrolítico C_o : 330 μ F, 100 V
1	: Capacitor polipropileno C_{gr} : 390 nF, 250 V
2	: Capacitor multicamada C_T , C_5 : 5 nF
1	: Capacitor multicamada C_1 , C_3 : 0,1 μ F
3	: Capacitor eletrolítico C_2 , C_4 , C_6 : 10 μ F
1	: Circuito integrado UC3525A
1	: Circuito integrado UC3527
4	: Diodos ultra-rapidos MUR440 D_1 , D_2 , D_3 , D_4 : 4 A, 400 V
2	: Diodos silicon carbide SDP10S30 D_{g1} , D_{g2} : 10 A, 300 V
2	: Transformadores flyback L_1 , L_2 : núcleo ferrite EE-42/15 Thornton, bobina primária de 46 esp./4 fios/ 24AWG, e bobina secundária de 46 esp./2 fios/24AWG
1	: Transformador T: núcleo ferrite EE-30/14 Thornton, bobina primária de 23 esp./2 fios/21AWG, e bobina secundária de 23 esp./1 fio/20AWG
1	: Potenciômetro R_3 : 10 k Ω , 1/2 W
1	: Potenciômetro R_{T2} : 5 k Ω , 1/2 W
3	: Resistor do grampeador R_{gr} : 8,2 k Ω , 3 W
3	: Resistor R_1 , R_2 , R_{T1} : 2,7 k Ω , 1/3 W
3	: Resistor R_4 , R_5 , R_6 : 12 k Ω , 1/3 W
2	: Resistor de gatilho R_{g1} , R_{g2} : 18k Ω , 1/2W
2	: Transistor NPN 2N2222A Q_1 , Q_3 : 800 mA, 40 V
2	: Transistor PNP 2N2907 Q_2 , Q_4 : -600 mA, -40 V
2	: Transistor Mosfet IRF640 S_1 , S_2 : 18 m Ω , 18 A, 200 V
2	: Diodo zener 1N4744A Z_1 , Z_2 : 15 V, 1 W

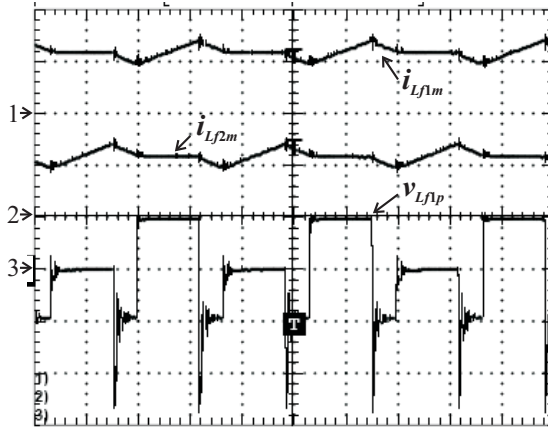
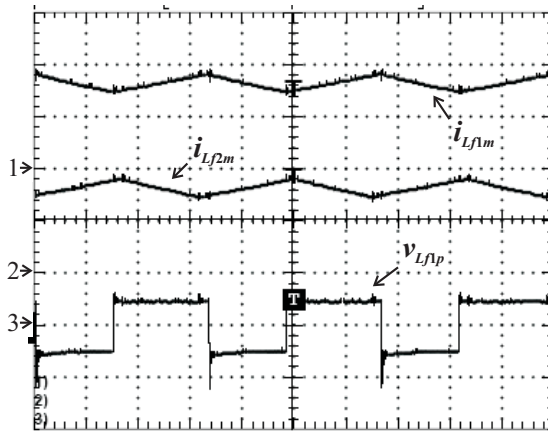
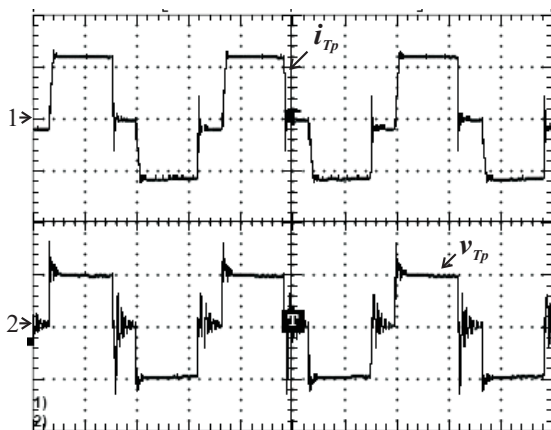
(a) $D = 0.36$ (b) $D = 0.55$

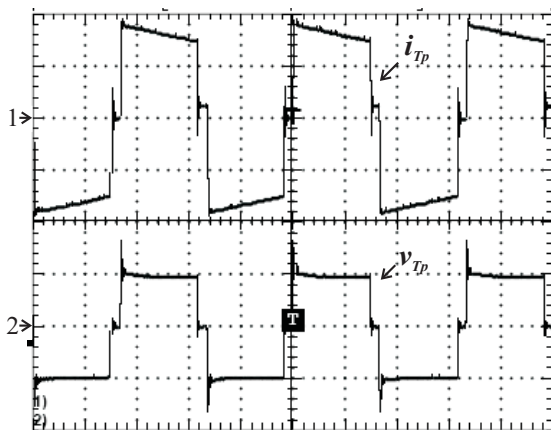
Figura 72. Canal 1: corrente de magnetização L_{f1} - escala 2A/div, Canal 2: corrente de magnetização L_{f2} - escala 2 A/div, e Canal 3: tensão no lado primário L_{f1} - escala 50 V/div. Escala do tempo 10 μ s/div.

armazena energia. Na segunda e quarta etapas é aplicada a tensão de saída sobre a bobina secundária do indutor L_{f1} ($v_{Lf1p} = N_T v_{Lf1s} = -48$ V), causando que a energia armazenada seja transferida. Na terceira etapa a tensão aplicada é nula, sendo assim não existe processamento de energia. Os valores médios das correntes de magnetização dos indutores

L_{f1} e L_{f2} foram de 2,34 A e 2,38 A, respectivamente.



(a) $D = 0,36$



(b) $D = 0,55$

Figura 73. Canal 1: corrente no lado primário do transformador - escala 2 A/div, e Canal 2: tensão no lado primário do transformador - escala 50 V/div. Escala do tempo 10 μ s/div.

Na Figura 72(b) são mostradas as correntes de magnetização dos indutores acoplados L_{f1} e L_{f2} junto com a tensão no lado primário do indutor L_{f1} , as quais correspondentes à razão cíclica de 55%. Verifica-se que o indutor L_{f1} apresenta dois únicos estados. No primeiro es-

tado o indutor armazena energia proveniente da fonte de alimentação ($v_{L_{f1p}}=23$ V). No segundo estado o indutor L_{f1} transfere sua energia para carga ($v_{L_{f1p}}=-48$ V). Os valores médios das correntes de magnetização dos indutores L_{f1} e L_{f2} foram 3,28 A e 3,32 A, respectivamente.

A indutância de magnetização do indutor L_{f1} pode ser calculada a partir da Figura 72(a), para tal, emprega-se a etapa de armazenamento em $D = 36$ %. A variação de corrente no intervalo de $12 \mu s$ é de 940 mA, portanto, a indutância calculada é de $596 \mu H$.

Na Figura 73 são mostradas a corrente e tensão no lado primário do transformador, onde verifica-se que a transferência de energia do lado primário para o secundário acontece quando um único interruptor se encontra conduzindo, deixando de transferir nas outras situações. A tensão na bobina primária do transformador em regime é 48 V. A amplitude da corrente em $D = 36$ % é 2,38 A, já para razão cíclica de 55 % se teve uma amplitude de 3,3 A.

As formas de onda das correntes na entrada e na saída do conversor são mostradas na Figura 74. Para razão cíclica de 36 % as correntes de entrada e saída são pulsadas, contudo a corrente de saída apresenta um valor mínimo diferente zero, aproximadamente 2,3 A, o que diminui a corrente eficaz no capacitor de saída. As amplitudes máximas da corrente na entrada e na saída ficaram em aproximadamente 4,7 A. No caso da razão cíclica de 55 % verifica-se o formato contínuo da corrente de entrada e pulsado da corrente de saída, cujas amplitudes foram 6,6 A e 3,3 A respectivamente.

Na Figura 75 são mostradas as correntes primária e secundária do indutor acoplado L_{f1} para razões cíclicas de 36 % e 55 %. Verifica-se que indutor somente transfere energia para a carga através da bobina secundária em $D = 0,36$.

Na Figura 76 são apresentados a corrente e tensão no interruptor S_1 . A tensão de bloqueio no interruptor para razão cíclica de 36 % em regime encontra-se em função dos estados dos interruptores, sendo de 48 V quando os dois interruptores estão bloqueados e 96 V quando somente S_2 conduz. Já para a razão cíclica de 55 % a tensão de bloqueio é de 48 V. No referente à comutação a situação crítica acontece para razão cíclica de 36 %, onde as indutâncias de dispersão do transformador e dos indutores se somam, originando sobretensões elevadas. Por outro lado, para razão cíclica de 55 % somente a indutância de dispersão do transformador intervém na comutação, assim a sobretensão no interruptor não é crítica.

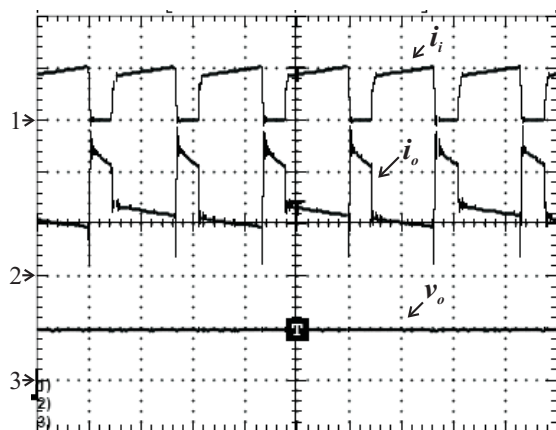
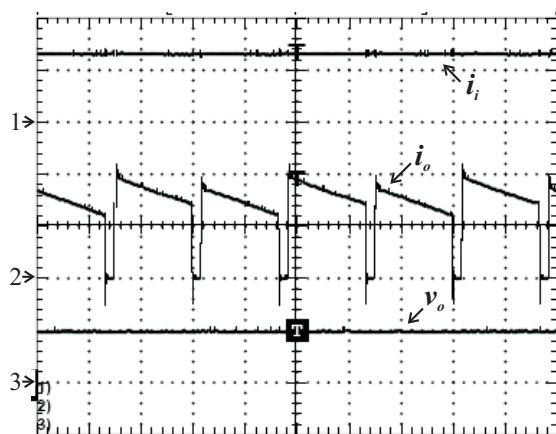
(a) $D = 0,36$ (b) $D = 0,55$

Figura 74. Canal 1: corrente na entrada - escala 5 A/div, Canal 2: corrente na saída - escala 2 A/div, e Canal 3: tensão na saída - escala 50 V/div. Escala do tempo 10 μ s/div.

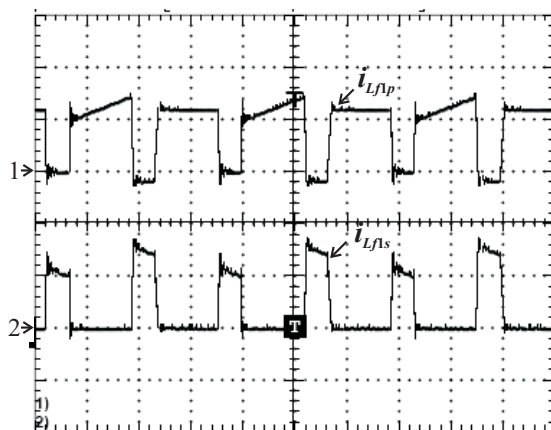
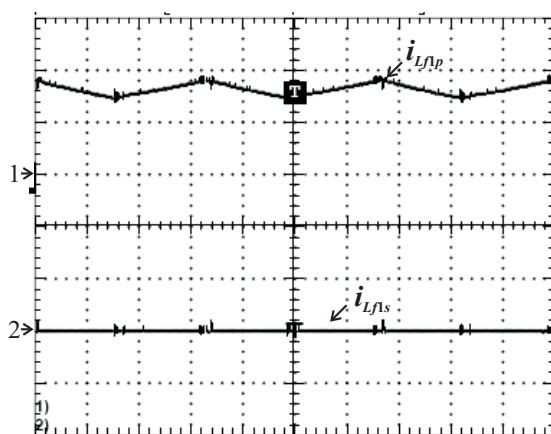
(a) $D = 0,36$ (b) $D = 0,55$

Figura 75. Canal 1: corrente no lado primário do indutor L_{f1} - escala 2 A/div, e Canal 2: corrente no lado secundário do indutor L_{f1} - escala 2 A/div. Escala do tempo $10 \mu\text{s}/\text{div}$.

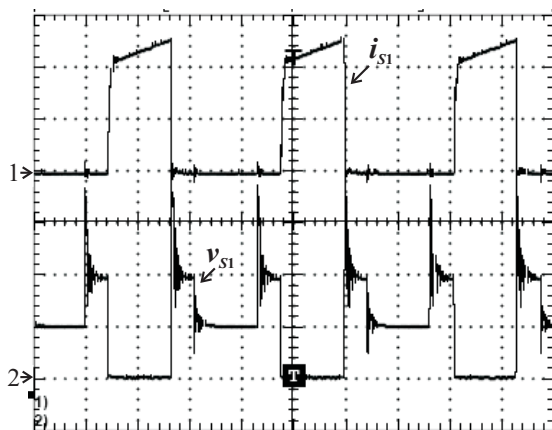
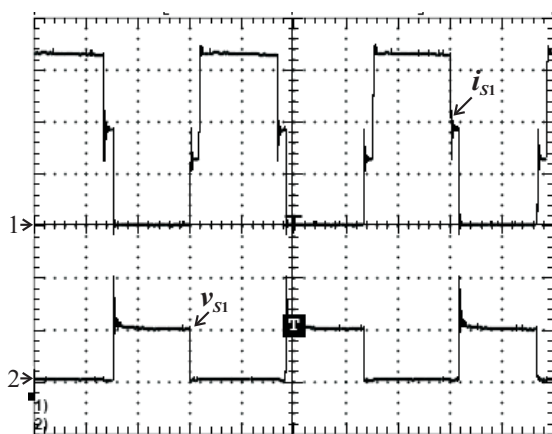
(a) $D = 0,36$ (b) $D = 0,55$

Figura 76. Canal 1: corrente no interruptor S_1 - escala 2 A/div, e Canal 2: tensão no interruptor S_1 - escala 50 V/div. Escala do tempo $10 \mu\text{s}/\text{div}$.

Na Figura 77 é mostrada a característica externa do conversor no modo de condução contínua para três razões cíclicas diferentes. Os resultados mostram que o ganho estático real do conversor diminui nas três situações com aumento da carga devido às perdas no conversor.

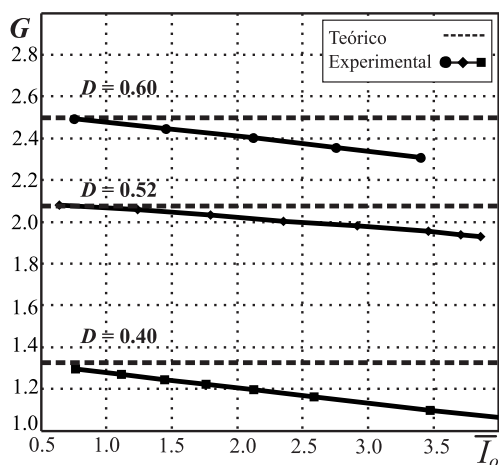


Figura 77. Característica externa do conversor.

3.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado qualitativa e quantitativamente o conversor CC-CC push-pull flyback duplo. Como principal característica destaca-se a capacidade de operação de 0 a 100 % de razão cíclica. Esta característica foi obtida através do emprego de transformadores flyback (indutores acoplados), cujas bobinas secundárias em série com os diodos D_3 e D_4 permitem transferir na carga a energia acumulada nestes dispositivos.

O conversor mantém as mesmas características do conversor original para razões cíclicas maiores de 50%, onde os diodos D_3 e D_4 permanecem reversamente polarizados o tempo todo, evitando a transferência de energia através das bobinas secundárias dos indutores acoplados.

As etapas de funcionamento no modo de condução contínua e descontínua juntamente com as principais equações que relacionam as correntes e as tensões no conversor, para razão cíclica menor que 50 %, foram apresentadas. No modo de condução descontínua se observou que o conversor apresenta quatro casos diferentes de descontinuidade.

A expressão matemática do ganho estático do conversor no modo de condução contínua mostra que a relação $N_T = 2N_L$ proporciona corrente de saída contínua, mas limita a operação do conversor para razões cíclicas menor que 50 %. Por outro lado a relação $N_T = N_L$ permite operar o conversor em toda a faixa de razão cíclica.

Finalmente, são apresentados os resultados experimentais de um protótipo operando com razões cíclicas de 36 % e 55 % no modo de condução contínua. As formas de onda obtidas se mostram coerentes com as teóricas.

4 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO ALIMENTADO EM TENSÃO

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o estudo qualitativo e quantitativo do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão, o qual é derivado do conversor CC-CC push-pull convencional. Com base nas equações desenvolvidas ao longo do capítulo, é realizado um exemplo de projeto do conversor proposto. Na sequência são adquiridos os resultados experimentais. Finalmente, são apresentadas as principais conclusões desprendidas deste capítulo.

4.2 O CONVERSOR

O conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão, o qual é mostrado na Figura 78, é um conversor abaixador de tensão com entrada em tensão e saída em corrente.

O conversor é constituído pelos seguintes dispositivos: um indutor, um capacitor, um transformador trifásico, três interruptores, e três diodos. O indutor e o capacitor são dispositivos armazenadores de energia. O transformador trifásico, constituído basicamente por três pares de bobinas (primárias e secundárias) e um núcleo magnético trifásico, proporciona isolamento em alta frequência e permite adequar as tensões e correntes nos níveis apropriados.

A tensão na saída, a qual pode variar na faixa de $0 \leq V_o < 2E_i/N_T$, é regulada por meio da razão cíclica que é aplicada aos interruptores e cuja faixa de razão cíclica de operação é $0 \leq D < 2/3$. Os diodos estão encarregados de retificar a tensão induzida nas bobinas secundárias do transformador, assim como também de garantir o fluxo unidirecional de energia, sendo este da fonte de entrada para a carga.

Deve-se observar que a condução dos semicondutores obedece ao princípio da célula de comutação isolada de quatro estados, isto é, em regime permanente não se pode ter a condução simultânea de dois semicondutores de uma mesma fase; por exemplo, se S1 é acionado então D1 é polarizado reversamente.

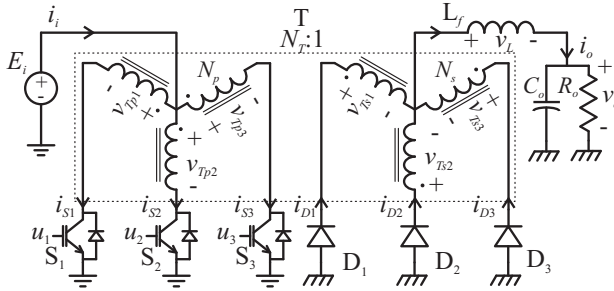


Figura 78. Conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão.

4.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na descrição do princípio de operação do conversor são adotadas as seguintes considerações:

- O conversor encontra-se operando em regime permanente;
- Todos os semicondutores são considerados ideais;
- A capacitância do filtro capacitivo é o suficientemente grande tal que a tensão de saída é considerada constante;
- No transformador trifásico, o acoplamento entre as bobinas é perfeito, as resistências das bobinas são desprezíveis, e a indutância de magnetização é o suficientemente grande tal que a corrente de magnetização é insignificante; e
- Os interruptores são comandados de forma simétrica, através de sinais de gatilho trifásicos defasados em 120° .

A operação do conversor em função da razão cíclica é dividida em três regiões, conforme mostrada a Tabela 9. Na região R1 não ocorre sobreposição de condução de interruptores visto que o tempo de condução de cada interruptor é menor que $1/3$ do período de comutação. Na região R2 o tempo de condução é maior que $T_s/3$, originando a sobreposição de condução de dois interruptores. Já na região R3 a operação do conversor é proibida, visto que a razão cíclica maior que $2/3$ sobrepõe a condução dos três interruptores, o que provocaria o curto circuito da fonte de alimentação. Logo, neste capítulo será estudada a operação do conversor nas regiões R1 e R2.

Tabela 9. Regiões de operação do conversor CC-CC isolado push-pull trifásico

Região	Razão cíclica	Sobreposição
R1	$0 \leq D < 1/3$	Nenhuma
R2	$1/3 \leq D < 2/3$	Dois interruptores
R3	$2/3 \leq D < 1$	Três interruptores

Os modos de operação tratados neste trabalho são: modo de condução contínua e modo de operação descontínua. O conversor no MCC, num período de comutação, apresenta seis etapas de operação em ambas as regiões. Já no MCD o número de etapas é nove.

4.3.1 Operação no MCC na região R1

Visto que o tempo de condução de cada interruptor é menor que $T_s/3$, a fonte de entrada transfere energia para o circuito de forma descontínua. Por outro lado, o fluxo de energia na saída é contínuo. Assim, nesta região a corrente de entrada é descontínua enquanto que a corrente de saída é contínua. A tensão de saída varia na faixa de $0 \leq V_o < E_i/2N_T$.

As etapas de operação do conversor e sua respectiva sequência em R1 são mostradas nas Figuras 79 e 80. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 81. Os estados topológicos da célula de comutação isolada de quatro estados que intervêm nesta região são os estados 1^a e 4^a, cujas relações entre as tensões e correntes são dadas na Tabela 2. As descrições das etapas de operação são apresentadas a seguir.

A **1^a etapa** de operação começa no instante t_0 , onde o interruptor S1 é comando a conduzir. A tensão da fonte de entrada é aplicada através da bobina primária do transformador $v_{Tp1} = E_i$, a qual induz uma tensão negativa através das bobinas secundárias das fases 2 e 3 do transformador ($v_{Ts2} = v_{Ts3} = -E_i/2N_T$), estas por sua vez causam a polarização reversa do diodo D1. A tensão aplicada sobre o indutor é $v_L = E_i/2N_T - V_o$, portanto, o indutor encontra-se armazenando energia. A tensão aplicada nos interruptores bloqueados S2 e S3 é $3E_i/2$. A tensão aplicada no diodo D1 é $3E_i/2N_T$. A relação entre as correntes de entrada e de saída, segundo a célula de comutação, é $2N_T i_i = i_o = i_L$. Assim, as correntes nos semicondutores ativos são

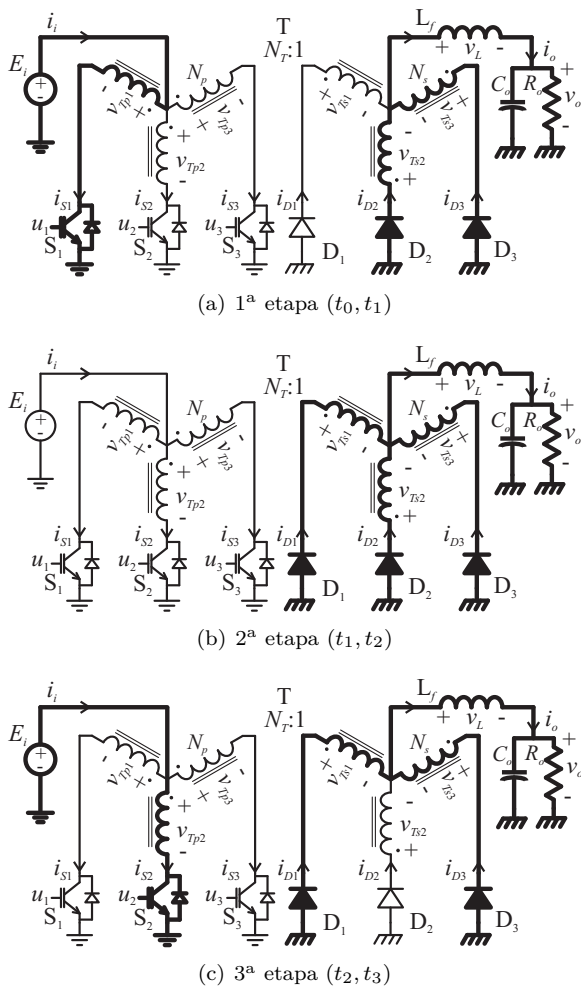


Figura 79. Etapas de funcionamento em R1 no MCC.

$$i_{S1} = i_L/2N_T \text{ e } i_{D2} = i_{D3} = i_L/2.$$

A **2ª etapa** de operação começa no instante t_1 , quando o interruptor S1 é bloqueado, causando a polarização direta de D1. Assim, esta etapa é caracterizada pela condução simultânea de todos os diodos. A fonte de entrada é isolada do circuito, isto é, a fonte não fornece energia para o circuito. Com as bobinas conectadas no mesmo potencial, as tensões nas bobinas do transformador são nulas. Logo, a tensão

da fonte de saída é aplicada diretamente sobre o indutor $v_L = -V_o$, dando origem à transferência da energia acumulada neste em direção à saída. Os interruptores são bloqueados com a tensão da fonte de alimentação. A corrente de saída é igualmente distribuída nos três diodos $i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = i_o/3$.

A 3ª e 5ª etapas de operação são semelhantes à 1, porém os semicondutores acionados são diferentes: S2, D1 e D3 na 3ª etapa e S3, D1 e D2 na 5ª etapa. Por outro lado, a 4ª e 6ª etapas são idênticas à 2ª etapa.

As principais tensões e correntes no circuito para as duas primeiras etapas de funcionamento são resumidas na Tabela 10. Estendendo a análise para as outras etapas de funcionamento é possível desenhar as principais formas de onda do conversor no MCC para um período de comutação, as quais são mostradas na Figura 81.

Tabela 10. Tensões e correntes no conversor em R1

	1ª etapa	2ª etapa
v_L	$E_i/2N_T - V_o$	$-V_o$
v_{Tp1}	E_i	0
$v_{Tp2} = v_{Tp3}$	$-E_i/2$	0
i_i	$i_L/2N_T$	0
i_o	i_L	i_L
i_{S1}	$i_L/2N_T$	0
$i_{D2} = i_{D3}$	$i_L/2$	$i_L/3$
i_{D1}	0	$i_L/3$

Analizando a 1ª e 2ª etapa de operação, conforme mostra a Figura 81, observa-se que o capacitor começa armazenar energia no início da segunda metade das etapas ímpares e termina no final da primeira metade das etapas pares, sendo esta energia transferida no restante do tempo.

4.3.2 Operação no MCC na região R2

Nesta região o fluxo de energia tanto na entrada quando na saída é contínuo. Como consequência, ambas as correntes de entrada de saída são contínuas, sendo o formato da corrente de entrada pulsado. A tensão de saída varia entre $E_i/2N_T \leq V_o < 2E_i/N_T$.

As etapas de operação do conversor e sua respectiva sequência

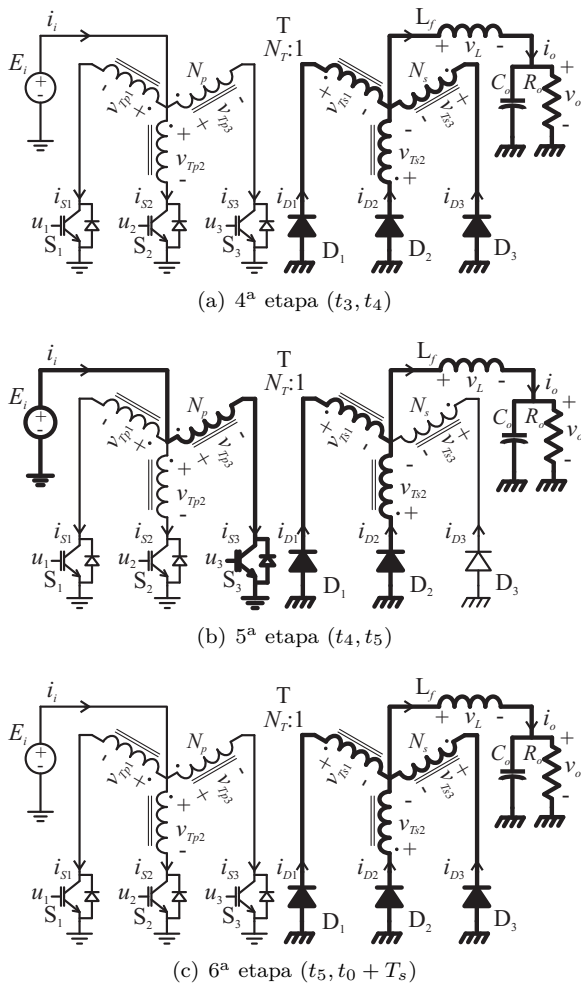


Figura 80. Etapas de funcionamento em R1 no MCC.

na região R2 são mostradas nas Figuras 82 e 83. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 84. O primeiro e segundo estados topológicos da célula são utilizados nesta região, cujas etapas de operação são descritas a seguir.

A **1ª etapa** de operação começa no instante t_0 , onde o interruptor S1 é comandado a conduzir enquanto o interruptor S3 encontra-se conduzindo. O diodo D2 que vinha conduzindo na etapa anterior

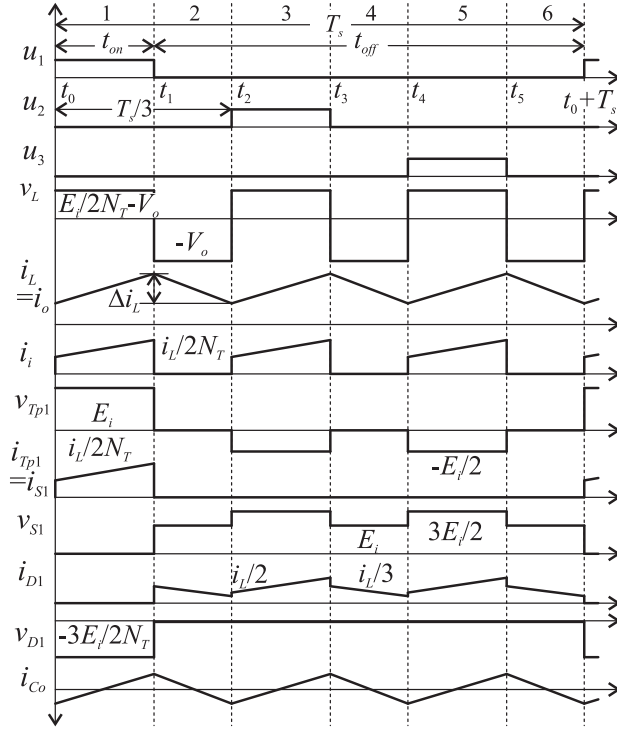


Figura 81. Principais formas de onda em R1 no MCC.

permanece em condução. A tensão da fonte de entrada é aplicada nas bobinas primárias das fases 1 e 3 do transformador ($v_{Tp1} = v_{Tp3} = E_i$). A tensão induzida na bobina secundária da fase 2 do transformador é $v_{Ts2} = -2E_i/N_T$, a qual polariza reversamente o diodo D1. A tensão aplicada sobre a bobina do indutor é $v_{Lp} = 2E_i/N_T - V_o$, portanto, o indutor encontra-se armazenando energia. A tensão aplicada no interruptor bloqueado S2 é $3E_i$. A tensão aplicada nos diodos D1 e D3 é $3E_i/N_T$. A relação entre a corrente de entrada e de saída, conforme o segundo estado da célula de comutação (ver Capítulo 2), é $N_T i_i = 2i_o$. A corrente de entrada é distribuída de forma equilibrada nos interruptores S1 e S3 ($i_{S1} = i_{S3} = i_L/N_T$). Já no lado da saída, somente o diodo D2 conduz a corrente do indutor ($i_{D2} = i_o = i_L$).

A **2ª etapa** de operação é semelhante à **1ª etapa** de operação em R1, onde tem-se a condução dos semicondutores S1, D2 e D3. Porém, com a diferença que nesta é realizada a transferência da energia

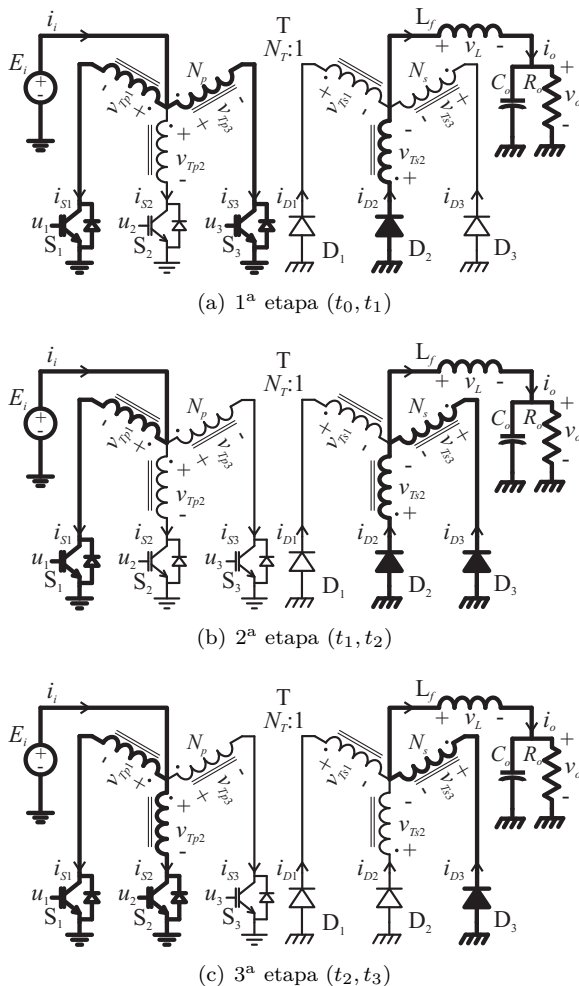


Figura 82. Etapas de funcionamento em R2 no MCC.

armazenada no indutor em direção à saída.

O armazenamento de energia no indutor ocorre novamente na 3ª e 5ª etapas, entretanto, esta é realizada através dos semicondutores S2, S3 e D1, e S2, S1 e D2 respectivamente. De igual forma, a transferência se repete na 4ª e 6ª etapas através de S2, D1 e D3, e S3, D1 e D2.

As principais tensões e correntes no circuito, para as duas primeiras etapas de funcionamento, são resumidas na Tabela 11. Estendendo

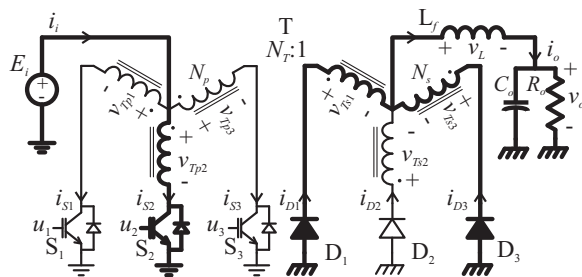
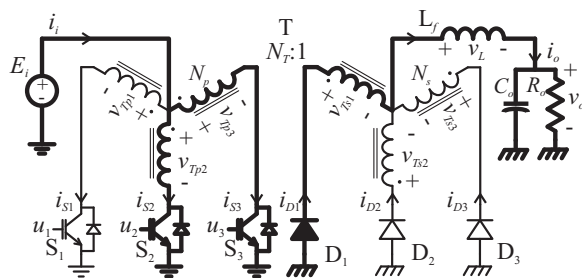
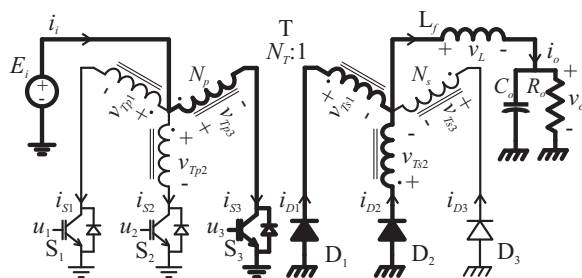
(a) 4ª etapa (t_3, t_4)(b) 5ª etapa (t_4, t_5)(c) 6ª etapa ($t_5, t_0 + T_s$)

Figura 83. Etapas de funcionamento em R2 no MCC.

a análise para as outras etapas de funcionamento é possível desenhar as principais formas de onda do conversor no MCC para um período de comutação, as quais são mostradas na Figura 84.

O armazenamento e a transferência de energia no capacitor ocorre de forma semelhante à região R1, conforme pode-se observar na Figura 84.

Tabela 11. Tensões e correntes no conversor na região R2

	1ª etapa	2ª etapa
v_L	$2E_i/N_T - V_o$	$E_i/2N_T - V_o$
v_{Tp1}	E_i	E_i
v_{Tp2}	$-2E_i$	$-E_i/2$
v_{Tp3}	E_i	$-E_i/2$
i_i	$2i_L/N_T$	$i_L/2N_T$
i_o	i_L	i_L
i_{S1}	i_L/N_T	$i_L/2N_T$
i_{S3}	i_L/N_T	0
i_{D2}	i_L	$i_L/2$
i_{D3}	0	$i_L/2$

4.3.3 Operação no modo de condução descontínua

O modo de condução descontínua ocorre quando a energia armazenada no indutor é transferida na sua totalidade para a saída (etapas ímpares) antes do início de uma nova etapa de armazenamento (etapas pares), isto é, a corrente no indutor se anula, permanecendo assim durante um intervalo de tempo, dando origem a um estado neutro. O estado topológico correspondente é mostrado na Figura 85. Durante o estado neutro somente o capacitor fornece energia para a carga.

As formas de onda das correntes de entrada e saída nas diferentes regiões de operação no modo de condução descontínua são mostradas nas Figuras 86 e 87.

4.4 ANÁLISE MATEMÁTICA EM REGIME PERMANENTE

As expressões matemáticas apresentadas nesta seção são obtidas utilizando as informações contidas nas Tabs. 10 e 11, e nas Figuras 81 e 84, as quais correspondem às regiões R1 e R2, respectivamente. No desenvolvimento das equações para os cálculos das correntes eficazes, nos diferentes ramos do circuito, será desconsiderada a ondulação da corrente em alta frequência, isto é, assume-se indutância infinita no indutor.

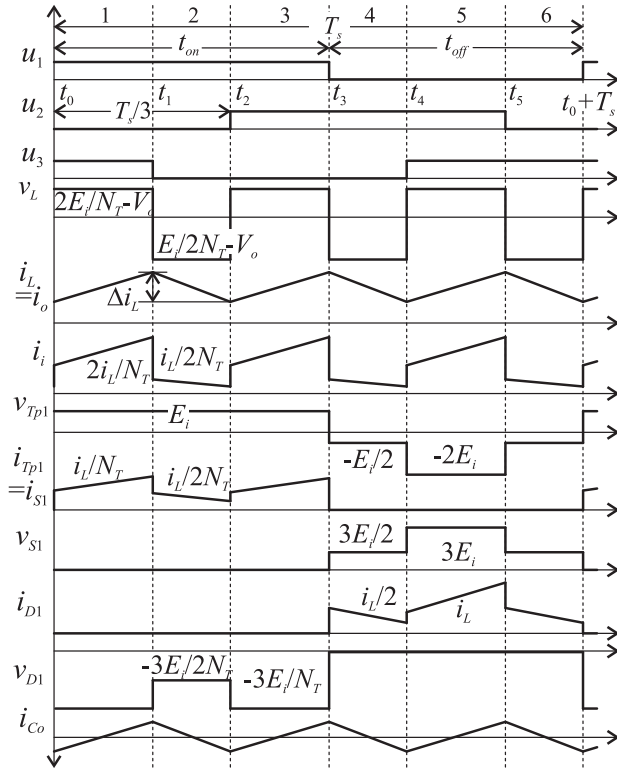


Figura 84. Principais formas de onda em R2 no MCC.

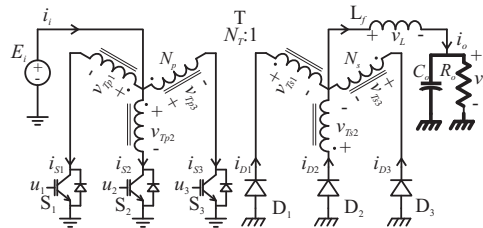


Figura 85. Estado topológico neutro no MCD.

4.4.1 Ganho estático no MCC

A expressão matemática do ganho estático no MCC pode ser obtida a partir do cálculo da tensão média através da bobina primária

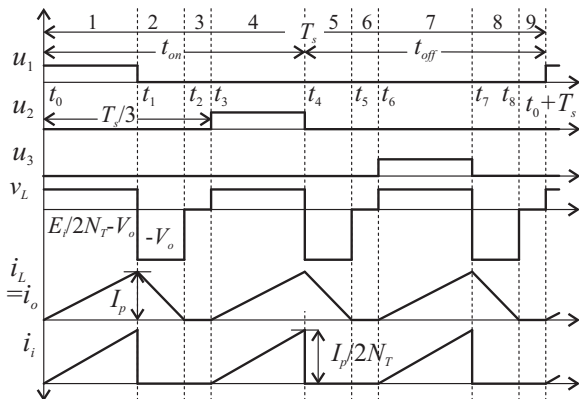


Figura 86. Principais formas de onda no MCD na região R1.

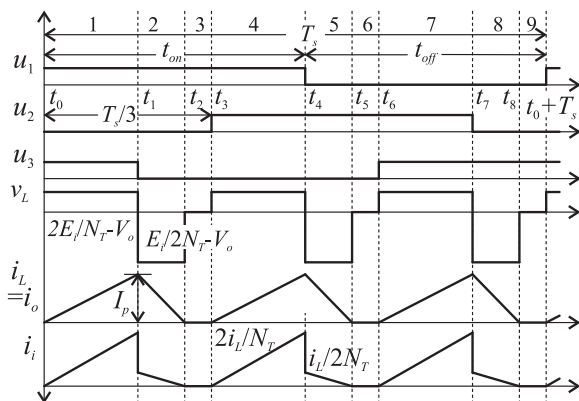


Figura 87. Principais formas de onda no MCD na região R2.

do indutor, que em regime permanente é zero. Visto que a operação do conversor é simétrica basta realizar o cálculo num terço do período de comutação, assim:

$$V_L = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} v_L dt = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} v_L dt = 0. \quad (4.1)$$

Substituindo as tensões e os tempos correspondentes às regiões R1 e R2 na Eq. (4.1) obtém-se, na mesma ordem, as seguintes equações:

$$\left(\frac{E_i}{2N_T} - V_o\right)t_{on} - V_o\left(\frac{T_s}{3} - t_{on}\right) = 0 \quad (4.2)$$

$$\left(\frac{2E_i}{N_T} - V_o\right)\left(t_{on} - \frac{T_s}{3}\right) + \left(\frac{E_i}{2N_T} - V_o\right)\left(\frac{2T_s}{3} - t_{on}\right) = 0 \quad (4.3)$$

Resolvendo as equações anteriores obtém-se:

$$\frac{V_o}{E_i} = \begin{cases} \frac{3D}{2N_T} & \text{para R1} \\ \frac{9D-2}{2N_T} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.4)$$

A Eq.(4.4) é a expressão matemática do ganho estático ideal do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão e é apresentada de forma gráfica na Figura 88. Na região R1 o conversor apresenta o ganho estático característico do conversor buck. Já na região R2 o ganho estático embora proporcional à razão cíclica, é uma função não linear e cuja derivada é o triplo da deriva na região R1.

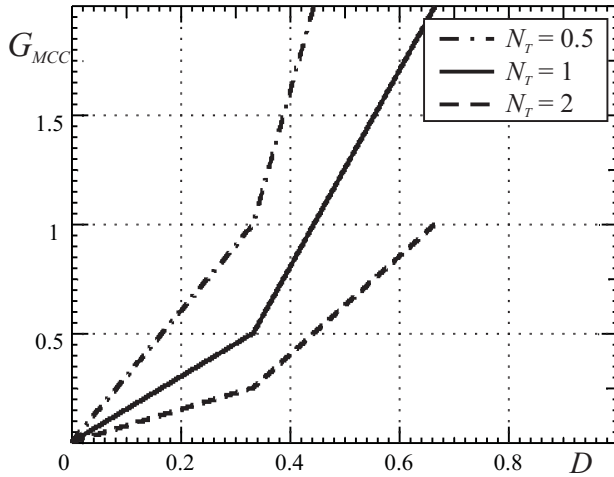


Figura 88. Ganho estático do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão no MCC.

4.4.2 Ganho estático no MCD

No modo de condução descontínua, a energia fornecida pela fonte de alimentação é limitada. Logo, na região R1 esta energia é calculada através da seguinte equação:

$$W_i = 3 \frac{1}{2} E_i \frac{I_p}{2N_T} t_{on} \quad (4.5)$$

Na região R2 é dada por:

$$W_i = 3 \frac{1}{2} E_i \left(\frac{2I_p}{N_T} \Delta t_{10} + \frac{I_p}{2N_T} \Delta t_{21} \right) \quad (4.6)$$

onde Δt_{10} e Δt_{21} são os tempos de magnetização e desmagnetização do indutor em R2.

$$\Delta t_{10} = t_{on} - \frac{T_s}{3} \quad (4.7)$$

$$\Delta t_{21} = \frac{2I_p L / N_T}{2N_T V_o - E_i} \quad (4.8)$$

Seja a corrente de pico dada pela seguinte expressão:

$$I_p = \begin{cases} \frac{E_i - 2N_T V_o}{2N_T L} t_{on} & \text{para R1} \\ \frac{2E_i - N_T V_o}{N_T L} \Delta t_{10} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.9)$$

Trabalhando as equações anteriores se obtém a expressão da energia fornecida pela fonte de alimentação em função de parâmetros conhecidos.

$$W_i = \begin{cases} \frac{3E_i(E_i - 2N_T V_o)T_s^2}{8LN_T^2} D^2 & \text{para R1} \\ \frac{N_T V_o E_i T_s^2}{2L} \frac{2E_i - N_T V_o}{2N_T V_o - E_i} (3D - 1)^2 & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.10)$$

A energia consumida pela carga durante um período de comutação é:

$$W_o = P_o T_s = V_o I_o T_s \quad (4.11)$$

Em condições ideais a energia consumida pela carga é igual à energia fornecida pela fonte de alimentação ($W_i = W_o$). Assim, igualando as Eqs. (4.10) e (4.11) e na sequência agrupando-as se obtém o ganho estático do conversor no MCD dada pela Eq.(4.12), onde \bar{I}_o é a corrente parametrizada ($\bar{I}_o = I_o L / T_s E_i$).

$$G_{mcd} = \begin{cases} \frac{3}{2N_T} \frac{D^2}{3D^2 + 4N_T \bar{I}_o} & \text{para R1} \\ \frac{2}{N_T} \frac{(3D-1)^2 + N_T \bar{I}_o}{(3D-1)^2 + 4N_T \bar{I}_o} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.12)$$

4.4.3 Característica externa

Empregando as expressões do ganho estático nos modos de condução contínua e descontínua, dadas pelas Eqs. (4.4) e (4.12), é levantada a curva de característica externa do conversor em função da corrente de carga parametrizada, a qual é mostrada na Figura 89. As curvas foram obtidas para relação de transformação unitária $N_T = 1$.

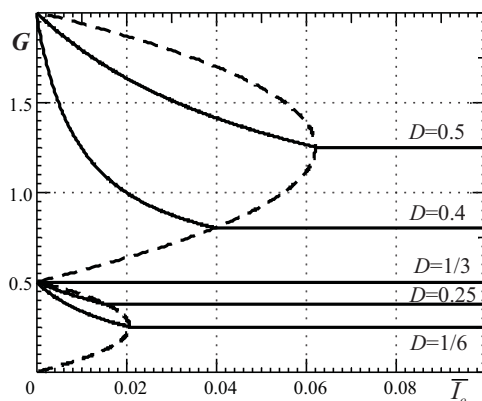


Figura 89. Característica externa do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão para $N_T = 1$.

O limite entre o modos de condução contínua e descontínua, conhecida como modo de condução crítica, é determinada igualando os ganhos estáticos de ambos os modos. Assim, a corrente parametrizada fica em função da razão cíclica e dada pela seguinte expressão:

$$\overline{I_o} = \begin{cases} \frac{D(1-3D)}{4N_T} & \text{para R1} \\ \frac{(3D-1)(2-3D)}{4} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.13)$$

A região descontínua segundo a Eq. (4.13) é mais ampla para as razões cíclicas de 1/6 e 1/2 contidas nas regiões R1 e R2 respectivamente.

4.4.4 Ondulação da corrente no indutor

A amplitude da ondulação da corrente através do indutor, em regime permanente, pode ser calculada em qualquer uma das etapas, desde que o conversor seja operado de forma simétrica. Assim, considerando a 1ª etapa de funcionamento e assumindo que as tensões de entrada e saída permanecem constantes durante o período de comutação, a ondulação de corrente é determinada pela seguinte expressão:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_{t_o}^{t_1} v_L dt = V_L(t_1 - t_0) \quad (4.14)$$

Substituindo a tensão e os tempos correspondentes às regiões R1 e R2 na Eq. (4.14) obtém-se, na mesma ordem, as seguintes equações:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \left(\frac{E_i}{2N_T} - V_o \right) t_{on} \quad (4.15)$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \left(\frac{2E_i}{N_T} - V_o \right) \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) \quad (4.16)$$

No MCC a tensão de entrada pode ser expressa em função da tensão de saída e a razão cíclica. Logo, substituindo o ganho estático dado pela Eq. (4.4) nas equações anteriores obtém-se:

$$\overline{\Delta I_m} = \frac{\Delta I_m L_m}{V_o T_s} = \begin{cases} \frac{1-3D}{3} & \text{para R1} \\ \frac{(2-3D)(3D-1)}{9D-2} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.17)$$

A Eq.(4.17) é a expressão parametrizada da ondulação de corrente através do indutor no MCC em condições ideais. Utilizando esta

expressão é traçada a curva mostrada na Figura 90, a qual mostra que para razão cíclica de $1/3$ a ondulação de corrente no indutor é nula. Observa-se também que a curva apresenta um valor máximo em cada uma das regiões, sendo de $\overline{\Delta I} = 1/3$ para $D = 0$ em R1 e $\overline{\Delta I} = 0.11$ para $D = 4/9$ (≈ 0.44) em R2.

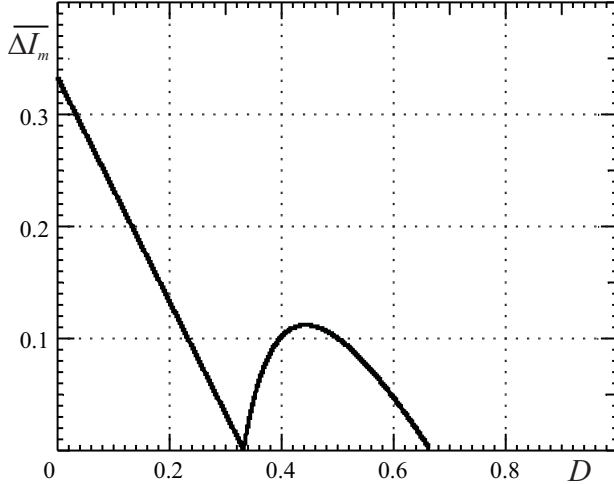


Figura 90. Ondulação de corrente parametrizada no indutor no MCC.

4.4.5 Correntes eficazes no transformador

A Figura 81 mostra que a amplitude da corrente através da bobina primária em R1 varia entre 0 e $i_o/2N_T$, logo, o valor eficaz desta é:

$$I_{T_{pef}}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{Tp}^2 dt = \frac{1}{T_s} \left(\frac{I_o}{2N_T} \right)^2 t_{on} \quad (4.18)$$

Na região R2, conforme mostra a Figura 84 a amplitude varia entre i_o/N_T e $i_o/2N_T$. Assim:

$$I_{T_{pef}}^2 = \frac{1}{T_s} \left(\frac{I_o}{N_T} \right)^2 \left(2 \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + \frac{1}{4} \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (4.19)$$

De igual forma, a corrente através da bobina secundária apre-

senta amplitudes diferentes de acordo ao número de diodos em condução. Logo, a corrente eficaz na bobina secundária encontra-se em função da região de operação. Na região R1 tem-se:

$$\begin{aligned} I_{Tsef}^2 &= \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{T_s}^2 dt \\ &= \frac{1}{T_s} \left(2 \frac{I_o^2}{4} t_{on} + 3 \frac{I_o^2}{9} \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \end{aligned} \quad (4.20)$$

Na região R2 tem-se:

$$I_{Tsef}^2 = \frac{1}{T_s} \left(I_o^2 \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + 2 \frac{I_o^2}{4} \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (4.21)$$

Resolvendo as Eqs. (4.18)-(4.21) e, na sequência, agrupando-as obtêm-se:

$$\overline{I_{Tpef}} = \frac{I_{Tpef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{1}{2N_T} \sqrt{D} & \text{para R1} \\ \frac{1}{2N_T} \sqrt{7D-2} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.22)$$

$$\overline{I_{Tsef}} = \frac{I_{Tsef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3D+2}}{3\sqrt{2}} & \text{para R1} \\ \frac{\sqrt{D}}{\sqrt{2}} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.23)$$

As Eqs.(4.22) e (4.23) são as expressões parametrizadas das correntes eficazes através das bobinas primárias e secundárias do transformador, respectivamente, e cujas representações gráficas são mostradas na Figura 91. O gráfico mostra que as taxas de incremento das correntes eficazes primária e secundária no transformador são maiores na região R2. Além disso, observa-se que a corrente eficaz na bobina secundária é 1/3 da corrente de carga para $D = 0$.

4.4.6 Ondulação da tensão no Capacitor

A corrente que circula no capacitor, conforme mostram as Figuras 81 e 84, é a componente alternada da corrente através do indutor,

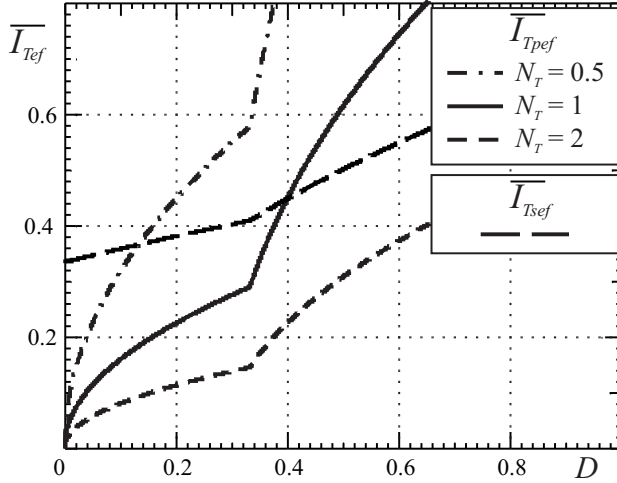


Figura 91. Correntes eficazes parametrizadas no transformador trifásico no MCC.

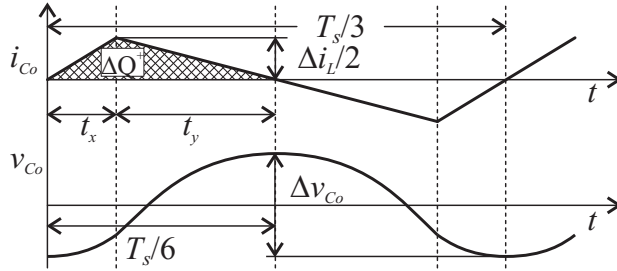


Figura 92. Corrente e a componente alternada da tensão no capacitor.

cujo formato é uma onda triangular com o triplo da frequência de comutação. A ondulação de tensão causada por esta corrente é mostrada na Figura 92. A amplitude da ondulação de tensão é proporcional à variação de carga no capacitor.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q^+}{C_o} \quad (4.24)$$

A variação de carga no capacitor correspondente ao semi-ciclo positivo da corrente é dada por:

$$\Delta Q^+ = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T_s/3}{2} = \frac{\Delta I_L T_s}{24} \quad (4.25)$$

Substituindo a Eq. (4.24) em (4.25) obtém-se:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L}{24 f_s C_o} \quad (4.26)$$

Na forma parametrizada resulta em

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o L C_o f_s^2}{V_o} = \frac{\overline{\Delta I_L}}{24} \quad (4.27)$$

A Eq. (4.27) é a expressão parametrizada da ondulação de tensão através do capacitor. A equação mostra que a ondulação de tensão é proporcional à ondulação de corrente, portanto, quanto maior a ondulação de corrente maior a capacitância para manter a ondulação dentro de um valor específico. Os valores máximos de ondulação, de igual forma que na curva da ondulação de corrente, ocorrem para as razões cíclicas de 0 e 4/9.

4.4.7 Corrente eficaz no Capacitor C_o

O valor da corrente eficaz através do capacitor é calculado por meio da seguinte expressão:

$$\begin{aligned} I_{Cef}^2 &= \frac{6}{T_s} \left(\int_0^{t_x} \left(\frac{\Delta I_L}{2} t \right)^2 dt + \int_{t_x}^{T_s/6} \left(\frac{\Delta I_L T_s}{4t_y} - \frac{\Delta I_L}{2t_y} t \right)^2 dt \right) \\ &= \frac{\Delta I_L^2}{12t_y^2} \left(\frac{T_s^2}{36} - \frac{T_s t_x}{3} + t_x^2 \right) \\ &= \frac{\Delta I_L^2}{12} \left(\frac{T_s/6 - t_x}{t_y} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.28)$$

Da Figura 92 tem-se que:

$$t_x + t_y = \frac{T_s}{6} \quad (4.29)$$

Substituindo a Eq. (4.29) em (4.28) resulta em:

$$I_{Cef} = \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \quad (4.30)$$

A Eq. (4.30) mostra que a corrente eficaz através do capacitor, de igual forma que a ondulação de tensão, é proporcional à ondulação de corrente no indutor, portanto, esta se anula para $D = 1/3$, enquanto que os valores máximos desta ocorrem para razão cíclica de 0 e $4/9$.

4.4.8 Esforços de tensão nos semicondutores

A tensão sobre os interruptores no bloqueio varia de acordo à região de operação. Na região R1, três meios da tensão da fonte de entrada é aplicada sobre os interruptores, já na região R2 aplica-se o dobro deste valor.

$$V_{Smx} = \begin{cases} \frac{3}{2} E_i & \text{para R1} \\ 3E_i & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.31)$$

Nos diodos, a tensão é proporcional à tensão sobre os interruptores, porém, referido ao lado secundário.

$$V_{Dmx} = \frac{V_{Smx}}{N_T} = \begin{cases} \frac{3}{2} \frac{E_i}{N_T} & \text{para R1} \\ 3 \frac{E_i}{N_T} & \text{para R2} \end{cases} \quad (4.32)$$

4.5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

A validação da teoria apresentada neste capítulo é realizada através do simulador numérico PSIM. O circuito de simulação utilizado é mostrado na Figura 93 e cujas especificações de simulação são listadas na Tabela 12. Na simulação foi preciso o uso de um circuito grameador para limitar a tensão nos interruptores, causada pela presença das indutâncias de dispersão do transformador trifásico, as quais são requeridas pelo simulador.

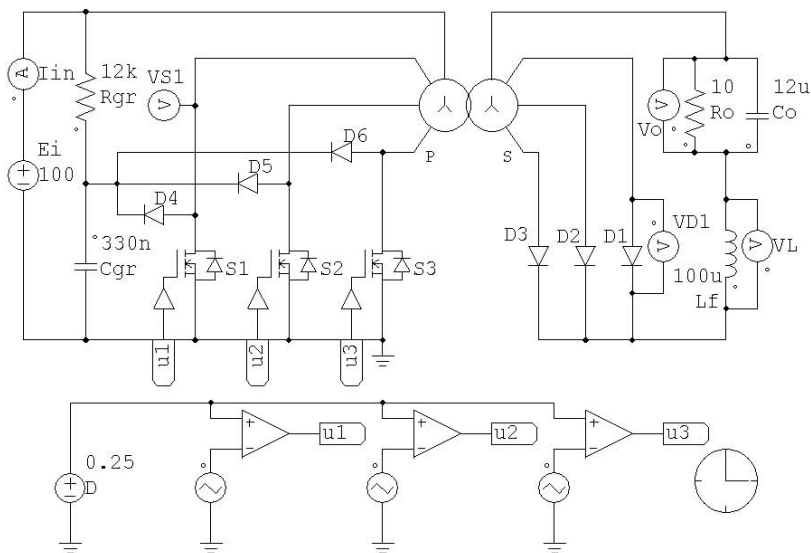


Figura 93. Circuito de simulação no PSIM do conversor push-pull CC-CC trifásico.

4.5.1 Operação na região R1

As principais formas de onda das correntes e tensões no circuito operando na região R1 são mostradas nas Figuras 94 e 95, onde se verifica que as formas de onda descrevem o mesmo comportamento daqueles descritos na teoria. Contudo, a tensão no interruptor apresenta uma sobretensão na comutação que é causada pela indutância de dispersão do transformador e limitada pelo circuito grameador.

Os valores obtidos do simulador são: tensão de saída de 74,5 V, ondulação na tensão de saída de 0,377 V, corrente de carga de 7,45 A, ondulação na corrente em L de 2,59 A, corrente eficaz no C de 0,764 A, correntes eficazes no transformador de 3,78 A na bobina primária e de 2,95 A na secundária. Com base nestes resultados são calculados os valores parametrizados dos esforços de tensão e corrente no conversor e comparados com os valores teóricos na Tabela 13.

A tabela comparativa mostra que os valores dos esforços calculados a partir das equações desenvolvidas são próximos aos valores ob-

Tabela 12. Especificações de simulação

Componente		Valor
Fonte de entrada	:	$E_i=100$ V
Razão cíclica	:	$D=0,25$
Resistor de carga	:	$R_o=10$ Ohms
Frequência de comutação	:	$f_s=24$ kHz
Indutor	:	$L_f=100$ μ H
Capacitor	:	$C_o=12$ μ F
Transformador trifásico	:	$N_T = 1/2$
		$R_p = R_s = 1$ m Ω
		$l_p = l_s = 0,5$ μ H
		$L_m = 5$ mH

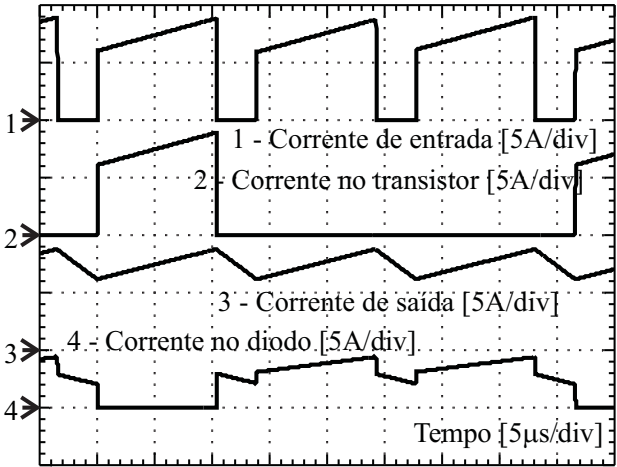


Figura 94. Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão obtido através de simulação numérica.

tidos no simulador, sendo o erro máximo de 2 %. A diferença do ganho estático é atribuída à perda de razão cíclica devido à comutação, cuja duração é proporcional à indutância de dispersão do transformador e a amplitude da corrente no momento da comutação, e inversamente pro-

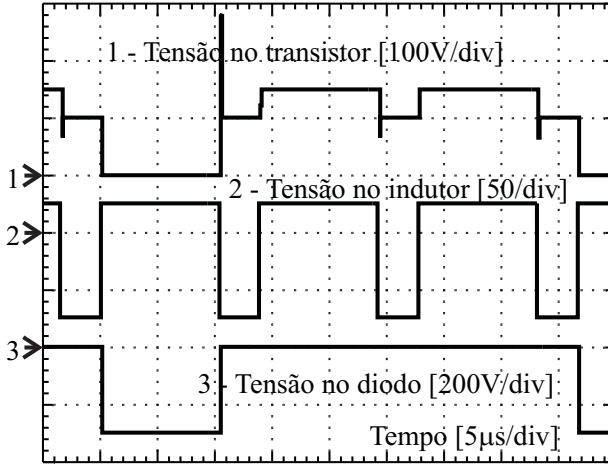


Figura 95. Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC trifásico obtido através de simulação numérica.

porcional à tensão de grampeamento. No caso das correntes eficazes, o erro é introduzido pela ondulação da corrente que foi desconsiderado no equacionamento.

Tabela 13. Tabela comparativa

Parâmetro	Calculado	Simulado
G_{MCC}	: 0,75	0,745
$\overline{\Delta I_L}$: 0,083	0,083
$\overline{I_{Tpef}}$: 0,5	0,507
$\overline{I_{Tsef}}$: 0,391	0,395
$\overline{\Delta V_o}$: $3,47 \times 10^{-3}$	$3,498 \times 10^{-3}$
$\overline{I_{Cef}}$: 0,024	0,024

4.5.2 Operação na região R2

A operação do conversor na região R2 é verificada utilizando o mesmo circuito de simulação da Figura 93, porém sendo alterados os

seguintes parâmetros de simulação: tensão de entrada de 50 V, resistência de carga de 15-Ohms, indutor de 200 μH e razão cíclica de 44,5 %. As principais formas de onda obtidas são mostradas nas Figuras 96 e 97.

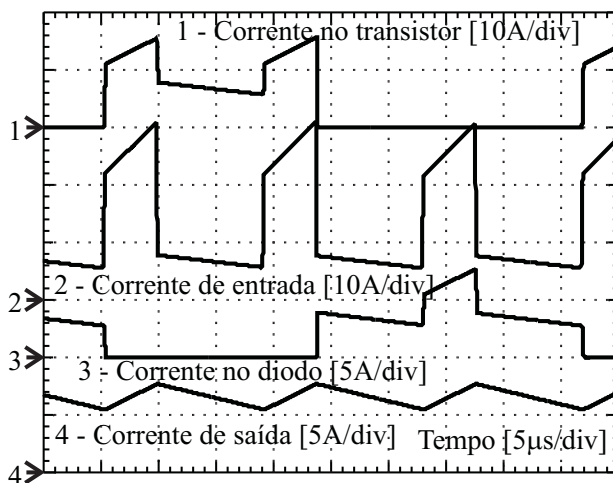


Figura 96. Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor push-pull CC-CC trifásico obtido através de simulação numérica.

Os valores de tensão e corrente obtidos do simulador são: tensão de saída de 98,2 V, ondulação de tensão no C de 0,323 V, corrente de carga de 6,55 A, ondulação de corrente no L de 2,23 A, corrente eficaz no C de 0,647 A, correntes eficazes no transformador de 6,95 A na bobina primária e de 3,11 A na secundária. Com base nestes resultados são calculados os valores parametrizados dos esforços de tensão e corrente no conversor, os quais são listados na Tabela 14. O erro entre o valor calculado e o de simulação, ao igual que no caso anterior, é menor que 2 %.

4.6 ANÁLISE DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO

As formas de onda das correntes através dos semicondutores apresentadas anteriormente foram obtidas considerando indutância de magnetização elevada no transformador trifásico. Quando isto não

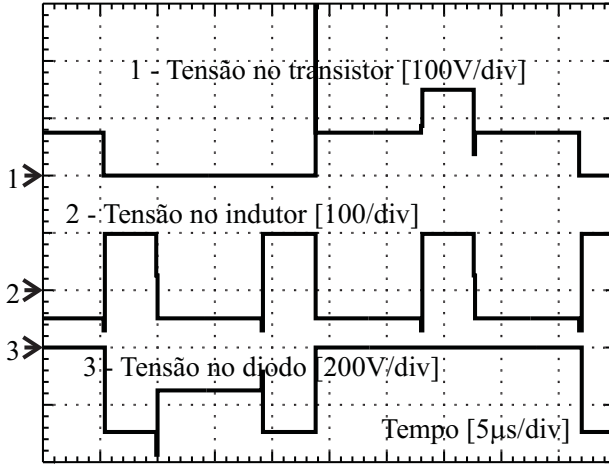


Figura 97. Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC trifásico obtido através de simulação numérica.

Tabela 14. Tabela comparativa na região R2

Parâmetro	Calculado	Simulado
G_{mcc}	: 2,00	1,96
$\overline{\Delta I_L}$: 0,111	0,109
$\overline{I_{Tpef}}$: 1,06	1,06
$\overline{I_{Tsef}}$: 0,472	0,475
$\overline{\Delta V_o}$: $4,62 \times 10^{-3}$	$4,55 \times 10^{-3}$
$\overline{I_{Cef}}$: 0,032	0,032

ocorre, isto é, a indutância apresenta um valor de algumas vezes a indutância do indutor, as correntes nos semicondutores apresentam formatos distintos. Nesta seção será analisada a operação do conversor no MCC na região R1 considerando que a indutância de magnetização do transformador trifásico possui valor finito. Por outro lado, considera-se que a indutância do indutor é infinita, isto com a finalidade de facilitar a análise.

4.6.1 Etapas de funcionamento

O número de etapas de operação no MCC não se altera, segundo mostra a Figura 98. Logo, os estados de armazenamento e transferência de energia no indutor ocorrem nas etapas ímpares e pares, respectivamente. Entretanto, as correntes no lado da entrada sofrem alteração devido à circulação da corrente de magnetização do transformador. A seguir são descritas as etapas de operação considerando a presença desta corrente.

Na primeira, terceira e quinta etapas de operação o transformador trifásico é magnetizado e desmagnetizado. A corrente de magnetização flui no lado da fonte de alimentação, desta forma a corrente na entrada resulta da soma desta com a imagem da corrente consumida pela carga.

Na segunda, quarta e sexta etapas de operação o fluxo magnético no transformador permanece constante visto que as bobinas secundárias estão conectadas no mesmo potencial. A distribuição da corrente nos diodos na saída do conversor é afetada por este fluxo, consequentemente, as correntes nos diodos apresentam amplitudes diferentes.

Os fluxos magnéticos nas três fases do núcleo trifásico em regime permanente são mostrados na Figura 98, onde o fluxo máximo Φ_M é calculado através da Eq. (4.33). A referência dos fluxos no transformador é de acordo à Figura ??.

$$\Phi_M = \frac{1}{2N_{Tp}} E_i t_{on} \quad (4.33)$$

4.6.2 Análise matemática

A seguir são analisadas de forma matemática as correntes no circuito devido à presença da corrente de magnetização do transformador trifásico.

Na **1ª etapa** de operação o interruptor S1 e os diodos D2 e D3 estão em condução. Aplicando a Lei de Ampère no caminho magnético que compreende as fases 2 e 3 tem-se:

$$N_{Ts}(i_{D2} - i_{D3}) = (\Phi_2 - \Phi_3) \frac{l}{\mu A_e} = -\Phi_M \frac{l}{\mu A_e} \quad (4.34)$$

O fluxo máximo Φ_M está relacionada a uma corrente I_H :

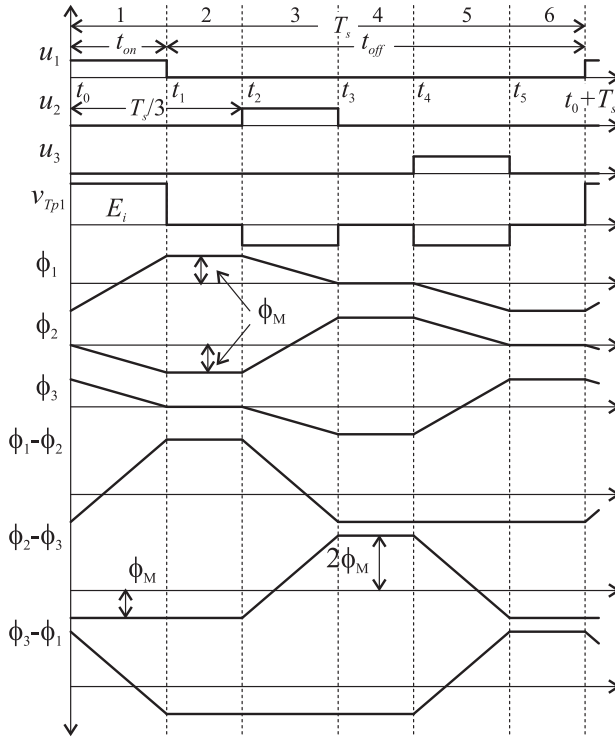


Figura 98. Forma de onda dos fluxos no transformador trifásico simétrico.

$$I_H = \Phi_M \frac{l}{\mu A_e N_{Tp}} \quad (4.35)$$

Sabe-se que a corrente de saída é distribuída nos diodos D2 e D3.

$$I_o = i_{D2} + i_{D3} \quad (4.36)$$

Assim, resolvendo as Eqs. (4.34)-(4.36) se obtém as correntes nos diodos D2 e D3.

$$i_{D2} = \frac{I_o - N_T I_H}{2} \quad (4.37)$$

$$i_{D3} = \frac{I_o + N_T I_H}{2} \quad (4.38)$$

A expressão matemática da corrente na entrada se obtém aplicando a Lei de Ampère nas fases 1 e 2.

$$N_{Tp}(i_{S1} - \frac{i_{D2}}{N_T}) = (\Phi_1 - \Phi_2) \frac{l}{\mu A_e} = N_{Tp} I_H \left(3 \frac{t}{t_{on}} - 1 \right) \quad (4.39)$$

Substituindo a Eq.(4.37) em (4.39), e em seguida resolvendo se obtém a Eq. (4.40) que é a expressão matemática da corrente na entrada do conversor, considerando uma indutância de magnetização finita no transformador trifásico.

$$i_i = i_{S1} = \frac{I_o}{2N_T} - \frac{3}{2} I_H + 3 I_H \frac{t}{t_{on}} \quad (4.40)$$

Na **2ª etapa** de operação todos os diodos estão polarizados diretamente. Aplicando a Lei de Ampère a todos os caminhos magnéticos se obtém o seguinte grupo de equações:

$$i_{D1} - i_{D2} = 2N_T I_H \quad (4.41)$$

$$i_{D2} - i_{D3} = -N_T I_H \quad (4.42)$$

$$i_{D3} - i_{D1} = -N_T I_H \quad (4.43)$$

Seja a corrente de saída:

$$I_o = i_{D1} + i_{D2} + i_{D3} \quad (4.44)$$

Resolvendo as equações anteriores se obtém as expressões matemáticas para cada uma das correntes dos diodos.

$$i_{D1} = \frac{I_o}{3} + N_T I_H \quad (4.45)$$

$$i_{D2} = \frac{I_o}{3} - N_T I_H \quad (4.46)$$

$$i_{D3} = \frac{I_o}{3} \quad (4.47)$$

Aplicando o mesmo procedimento nas etapas subsequentes resultam as seguintes equações:

Na 3ª etapa

$$i_{D1} = \frac{I_o + N_T I_H}{2} \quad (4.48)$$

$$i_{D3} = \frac{I_o - N_T I_H}{2} \quad (4.49)$$

$$i_{S2} = \frac{I_o}{2N_T} - \frac{3}{2}I_H + 3I_H \frac{t}{t_{on}} \quad (4.50)$$

Na 4ª etapa

$$i_{D1} = \frac{I_o}{3} \quad (4.51)$$

$$i_{D2} = \frac{I_o}{3} + N_T I_H \quad (4.52)$$

$$i_{D3} = \frac{I_o}{3} - N_T I_H \quad (4.53)$$

Na 5ª etapa

$$i_{D1} = \frac{I_o - N_T I_H}{2} \quad (4.54)$$

$$i_{D2} = \frac{I_o + N_T I_H}{2} \quad (4.55)$$

$$i_{S3} = \frac{I_o}{2N_T} - \frac{3}{2}I_H + 3I_H \frac{t}{t_{on}} \quad (4.56)$$

Finalmente, na 6ª etapa

$$i_{D1} = \frac{I_o}{3} - N_T I_H \quad (4.57)$$

$$i_{D2} = \frac{I_o}{3} \quad (4.58)$$

$$i_{D3} = \frac{I_o}{3} + N_T I_H \quad (4.59)$$

Seja a indutância de magnetização da bobina primária do trans-

formador trifásico dada pela Eq. (4.60).

$$L_M = \frac{2\mu A_e N_{Tp}^2}{3l} \quad (4.60)$$

Substituindo a Eq. (4.35) tem-se:

$$L_M = \frac{2N_{Tp}\phi_M}{3I_H} \quad (4.61)$$

Sabe-se que o fluxo ϕ_M é proporcional à tensão de entrada, conforme mostra a Eq. (4.33). Assim:

$$I_H = \frac{E_i}{3L_M f_s} D \quad (4.62)$$

A Eq. (4.62) relaciona a corrente I_H com a indutância de magnetização da bobina primária de uma fases do transformador trifásico. A corrente I_H é o valor de pico da corrente de magnetização do transformador trifásico vista pela fonte de alimentação. As formas de onda das correntes no interruptor S1 e no diodo D1 num período de comutação, segundo a análise apresentada, são mostradas na Figura 99.

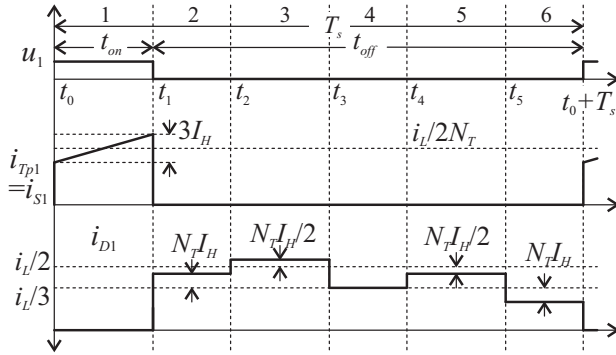


Figura 99. Correntes nos semicondutores S1 e D1 considerando a corrente de magnetização do transformador trifásico.

4.6.3 Exemplo de simulação

A verificação da análise apresentada anteriormente é realizada através do circuito de simulação da Figura 100, cujos parâmetros de

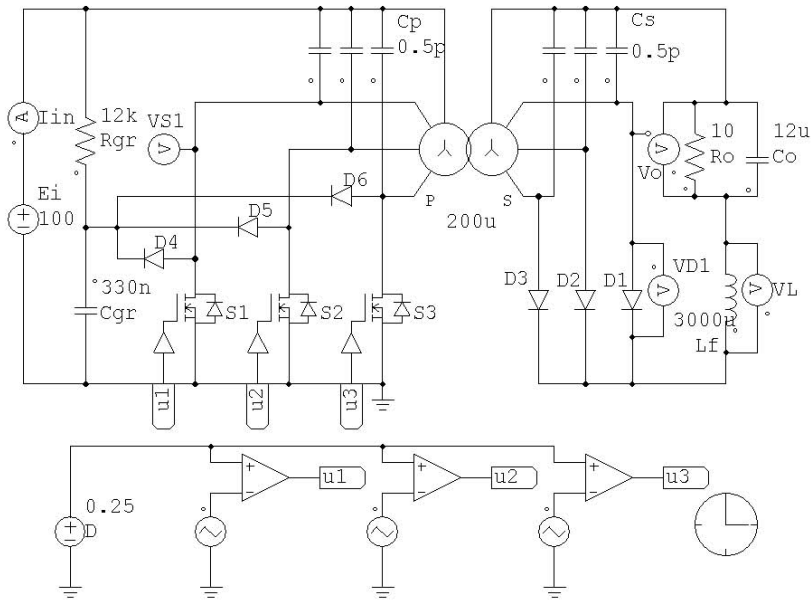


Figura 100. Circuito de simulação no PSIM do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão considerando a indutância de magnetização do transformador.

simulação são os mesmos da Tabela 12 com a exceção das indutâncias. No indutor é utilizada uma indutância de 3mH, a qual fornece uma corrente na saída aproximadamente constante, o que facilita a verificação da ondulação de corrente, causada pela corrente de magnetização do transformador, cujo valor da indutância de magnetização da bobina primária é 200μH. Observa-se também que, no circuito de simulação foram incluídos capacitores de 0,5pF em paralelo com as bobinas, as quais representam as capacitâncias das bobinas do transformador. A inclusão destes componentes é fundamental para uma convergência adequada do simulador.

A corrente I_H para os parâmetros empregados na simulação é:

$$I_H = \frac{E_i}{3L_M} DT_s = \frac{100}{3 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 24 \cdot 10^3} 0,25 = 1,73 \text{ A}$$

As formas de onda das correntes no interruptor e no diodo obtidas no simulador são mostradas na Figura 101. Os resultados mostram que as equações descrevem com grande exatidão o comportamento das correntes no circuito considerando uma indutância de magnetização finita no transformador.

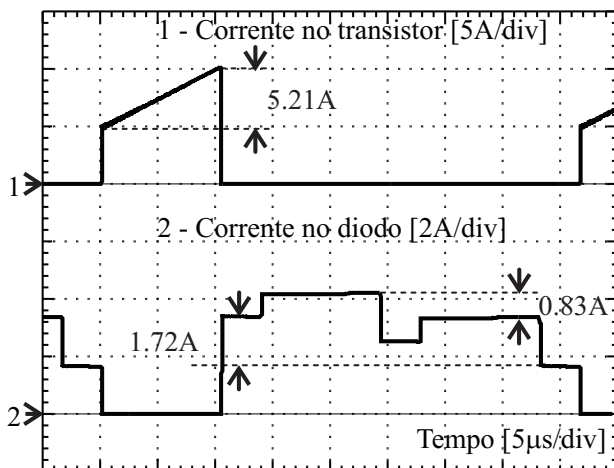


Figura 101. Corrente no interruptor e no diodo de simulação para uma indutância de magnetização finita no transformador.

4.7 EXEMPLO SIMPLIFICADO DE PROJETO

Um exemplo simplificado de projeto do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão, com base as especificações dadas na Tabela 15, é apresentado a seguir. A operação do conversor será limitada à região R1, visto que nesta os esforços de tensão nos semicondutores são menores quando comparados aqueles da região R2.

4.7.1 Cálculos pré-liminares

A operação do conversor na região R1 é garantida limitando a razão cíclica no valor máximo de 30%. Logo, a relação de transformação do transformador segundo a Eq. (4.4) é:

Tabela 15. Especificações do projeto

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (E_i)	: 150~125 VDC
Tensão de saída (V_o)	: 75 VDC
Potência de saída (P_o)	: 650 W
Frequência de comutação (f_s)	: 42 kHz
Ondulação de corrente em L_f (ΔI_L)	: 20 %
Ondulação de tensão em C_o (ΔV_o)	: 0,2 %

$$N_T = \frac{3E_{imin}D_{max}}{2V_o} = \frac{3 \cdot 125 \cdot 0,3}{2 \cdot 75} = 0,75$$

Uma vez definida a relação de transformação, calcula-se o valor mínimo da razão cíclica.

$$D_{min} = \frac{2N_TV_o}{3E_{imax}} = \frac{2 \cdot 0,75 \cdot 75}{3 \cdot 150} = 0,25$$

Os esforços de corrente nos diferentes dispositivos são calculados utilizando um valor sobre-dimensionado da corrente de carga, a qual é determinada incluindo o rendimento do conversor. Logo, a corrente média de carga sobre-dimensionado (I_o^*) para um rendimento de $\eta = 95\%$ é:

$$I_o^* = \frac{P_o}{V_o\eta} = \frac{650}{75 \cdot 0,95} = 9,11 \text{ A}$$

Uma vez conhecidos N_T , D_{max} e D_{min} se procede ao cálculo dos valores parametrizados dos esforços de tensão e corrente no circuito, os quais são listados na Tabela 16.

4.7.2 Indutor

A ondulação de corrente, conforme mostra a Tabela 16, apresenta valor máximo para D_{min} . Logo, a indutância necessária para a ondulação especificada segundo a Eq. (4.17) é:

Tabela 16. Esforços parametrizados de tensão e corrente

Parâmetro	Valor	
E_i	: 150 VDC	125 VDC
V_o	: 75 VDC	
I_o^*	: 9,11 A	
D	: 0,25	0,3
$\overline{\Delta I_L}$: 0,063	0,025
$\overline{I_{Cef}}$: 18×10^{-3}	$7,22 \times 10^{-3}$
$\overline{I_{Tpef}}$: 0,333	0,365
$\overline{I_{Tsef}}$: 0,391	0,401
$\overline{\Delta V_o}$: $2,6 \times 10^{-3}$	$1,04 \times 10^{-3}$

$$L_f = \frac{V_o \overline{\Delta I_L (D_{min})}}{f_s \Delta i_L} = \frac{75 \cdot 0,083}{42000 \cdot 9,11 \cdot 0,2} = 81 \mu\text{H}$$

Seja o produto das áreas dada pela seguinte expressão matemática:

$$A_e A_w = \frac{L_f I_L^2 (1 + 0,5 \Delta I_L)}{J_{max} B_{max} k_w} 10^4 \quad [\text{cm}^4]$$

onde L_f , I_L , J_{max} , e B_{max} são dadas em [H], [A], [A/cm²], e [T], respectivamente. Utilizando $J_{max} = 380 \text{ A/cm}^2$, $B_{max} = 0,25 \text{ T}$ e $k_w = 0,4$ tem-se:

$$A_e A_w = \frac{81 \cdot 10^{-6} \cdot 9,11^2 \cdot (1 + 0,1)}{380 \cdot 0,25 \cdot 0,4} 10^{-2} = 1,94 \text{ cm}^4.$$

Com base neste resultado são obtidas as especificações construtivas dadas na Tabela 17. O entreferro δ necessário no indutor é calculado da seguinte forma:

$$\delta = \frac{N_{esp} \mu_o}{B_{max}} I_L (1 + 0,5 \Delta I_L) = \frac{16 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,25} 9,11 \cdot 1,1 = 0,8 \text{ mm},$$

onde N_{esp} é o número de espiras da bobina do indutor.

Tabela 17. Especificações do indutor

Componente	Descrição
Núcleo magnético	: NEE-42/21/20/IPR12
Bobina	: 16 espiras de 26 fios 27AWG $\delta = 0,8 \text{ mm}$

4.7.3 Transformador Trifásico

Os valores máximos das correntes eficazes parametrizadas das bobinas primária e secundária do transformador ocorrem para D_{max} . Assim, utilizando as Eqs. (4.22) e (4.23) tem-se:

$$I_{T_{pef}} = \overline{I_{T_{pef}}} I_o^* = 0,365 \cdot 9,11 = 3,32 \text{ A},$$

$$I_{T_{sef}} = \overline{I_{T_{sef}}} I_o^* = 0,365 \cdot 9,11 = 3,65 \text{ A}.$$

Seja o produto das áreas dado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{3N_T V_o \cdot 10}{2f_s J_{max} \Delta B k_w} \left(2I_{T_{pef}} + 2\frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right) \quad [\text{cm}^4],$$

onde V_o , I , f_s , J_{max} , e ΔB são dadas em [V], [A], [kHz], [A/cm²], e [T], respectivamente. Utilizando $J_{max} = 380 \text{ A/cm}^2$, $B_{max} = 0,25 \text{ T}$ e $k_w = 0,3$ tem-se:

$$A_e A_w = \frac{3 \cdot 0,75 \cdot 75 \cdot 10}{2 \cdot 42 \cdot 380 \cdot 0,50 \cdot 0,3} \left(2 \cdot 3,32 + 2\frac{3,65}{0,75} \right) = 5,8 \text{ cm}^4.$$

Observa-se que na equação foi utilizado $\Delta B = 2B_{max}$ e isto é porque o fluxo magnético oscila em dois quadrantes da curva BH. Com base ao resultado do produto das áreas é escolhido o núcleo adequado e na sequência são obtidas as especificações construtivas dadas na Tabela 18.

Tabela 18. Especificações do transformador trifásico

Componente	Descrição
Núcleo	: NEE-55/28/21/IPR12
Bobina primária	: 12 espiras de 5 fios 22AWG
Bobina secundária	: 16 espiras de 5 fios 22AWG

4.7.4 Capacitor de saída

O valor parametrizado da ondulação de tensão, conforme mostra a Tabela 16, é máxima para a tensão de entrada máxima. Logo, utilizando a Eq. (4.27) tem-se:

$$C_o = \frac{V_o \overline{\Delta I_{L(D_{max})}}}{24 f_s^2 \Delta V_o L_f} = \frac{75 \cdot 0,083}{24 \cdot 42^2 \cdot 0,15 \cdot 81} = 12 \mu\text{F}$$

A corrente eficaz, de igual forma, é máxima para tensão de entrada máxima. Assim, empregando a Eq. (4.30) resulta em:

$$I_{Cef} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} = \frac{0,2 \cdot 9,11}{2\sqrt{3}} = 0,5 \text{ A}$$

O valor máximo admissível para a resistência serie equivalente do capacitor é calculada através da seguinte expressão:

$$ESR = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{0,15}{1,82} = 0,082 \Omega$$

No projeto será empregado o capacitor eletrolítico. Logo, a corrente eficaz e a RSE são utilizados na escolha do capacitor. Com base nestes resultados empregam-se dois capacitores eletrolíticos em paralelo de $1000 \mu\text{F}/200 \text{ V}$ manufaturados por EPCOS com código B43501.

4.7.5 Semicondutores

A tensão sobre nos semicondutores é máxima quando a tensão de entrada também é máxima. Logo, a tensão nos interruptores e nos diodos, segundo as Eq. (4.31) e (4.32), são 225 V e 300 V, respectivamente. Em função destes valores são especificados os semicondutores

listados na Tabela 19.

Tabela 19. Especificações dos semicondutores

Semicondutor	Código	Descrição
Interruptores	: SPP20N60S5	Cool-MOS, 600 V, 20 A, $R_{on} = 0,19 \, \Omega$
Diodos	: SDT10S60	SiC-Schottky, 600 V, 10 A, $V_F = 1,7 \, \text{V}$

4.7.6 Circuito de comando

Os sinais de comando são gerados por meio de um módulo DSP TMS320LF2407, os quais são aplicados aos transistores através de um circuito de comando não isolado.

4.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O circuito esquemático do protótipo experimental é mostrado na Figura 102, onde pode-se observar que foram empregados circuitos grampeadores, tanto nos interruptores quanto nos diodos, conformados pelos dispositivos R1, C3, D4-D6, e R2, C4, D7-D9, respectivamente. A foto do protótipo experimental é mostrada na Figura 103, no qual são identificados os principais componentes. Na foto de protótipo se pode verificar que a montagem do transformador trifásico foi realizada num único núcleo.

Nas Figuras 104 e 105 são mostrados os resultados experimentais que correspondem à tensão de entrada de 148 V, tensão de saída de 75 V, e potência de carga de 657 W ($I_o = 8,76 \, \text{A}$). Os resultados mostram que a frequência da corrente na entrada e na saída é o triplo da frequência de comutação. O interruptor S1, quando ativo, conduz toda a corrente de entrada. A amplitude da corrente no diodo D1 durante a condução varia aproximadamente entre 1/2 e 1/3 da corrente no indutor, isto em função da condução simultânea de dois ou três diodos. O diodo D1 é bloqueado quando o interruptor S1 é acionado. A tensão de bloqueio do interruptor é 225 V e ocorre quando outro interruptor conduz. A tensão no diodo D1 é 292 V e ocorre quando S1 está conduzindo. A ondulação de corrente no indutor é aproximadamente

1,5 A e representa 17,1 % da corrente media no indutor.

As formas de onda experimentais das correntes na entrada e na saída do conversor para $D = 1/3$ são mostradas na Figura 106. Verifica-se que ambas as correntes são contínuas. A componente alternada em alta frequência na corrente de entrada é a corrente de magnetização do transformador trifásico. A amplitude da corrente através do diodo se mantém constante e aproximadamente igual a $1/2$ da corrente media no indutor.

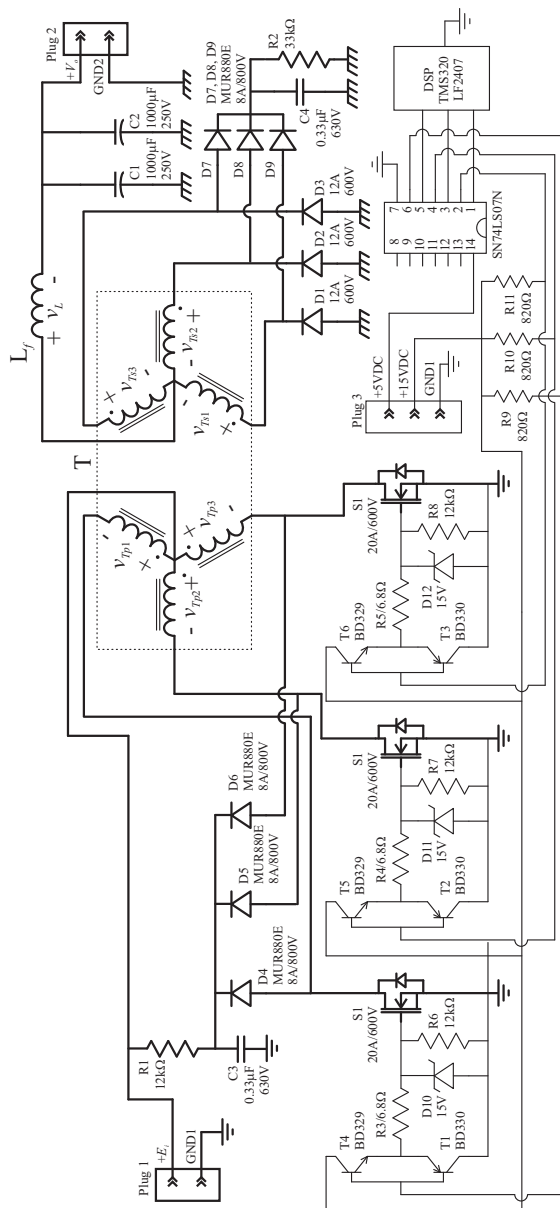


Figura 102. Circuito esquemático do protótipo de laboratório.

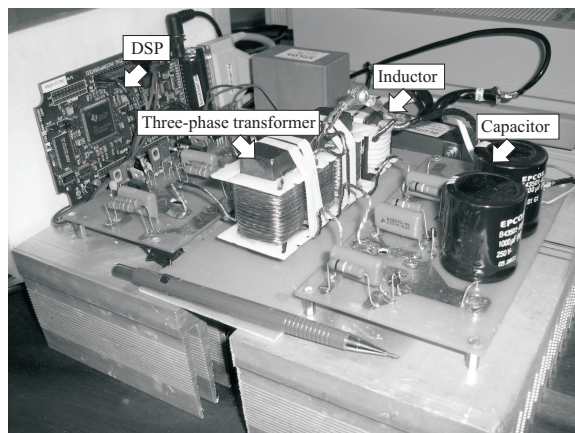


Figura 103. Fotografia do protótipo de laboratório.

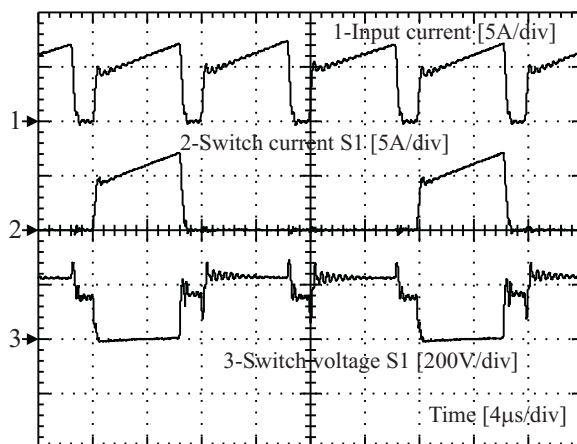


Figura 104. Corrente de entrada, e corrente e tensão no interruptor para $D = 0,26$, $E_i = 148$ V, $V_o = 75$ V and $P_o = 657$ W.

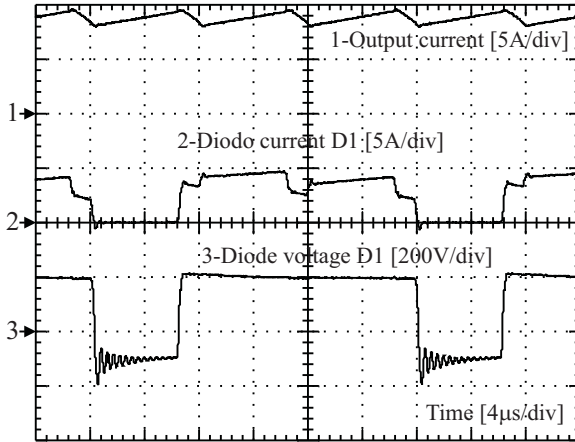


Figura 105. Corrente de saída, e corrente e tensão no diodo para $D = 0,26$, $E_i = 148$ V, $V_o = 75$ V and $P_o = 657$ W.

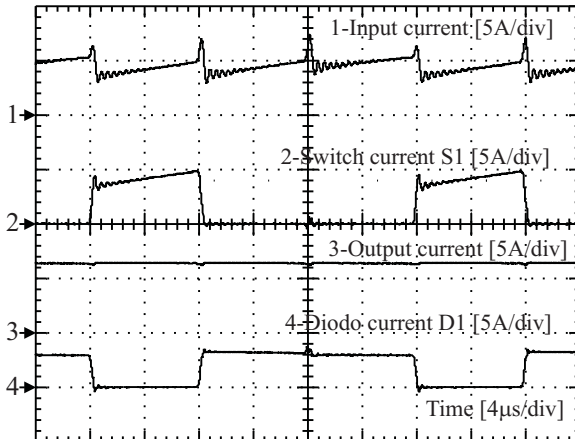


Figura 106. Correntes de entrada, no interruptor, de saída e no diodo para $D = 1/3$, $E_i = 75,2$ V, $V_o = 48$ V and $P_o = 341$ W.

A curva de rendimento do protótipo experimental é mostrada na Figura 107. As curvas foram obtidas para tensão de alimentação mínima e máxima, mantendo a tensão de saída constante ($V_o=75$ V). O rendimento na potência nominal para ambos os casos foi de aproximadamente 95 %, mantendo-se neste valor até 50 % da carga nominal.

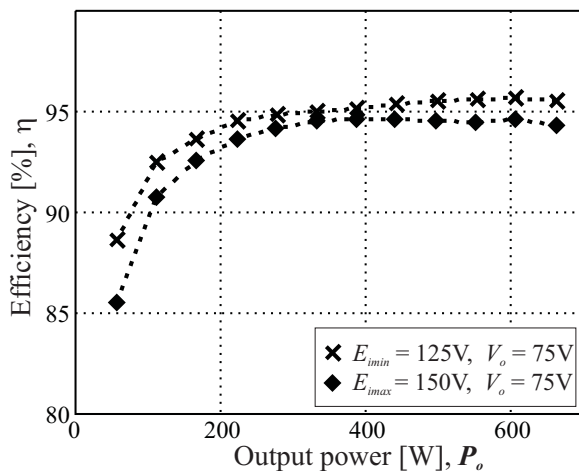


Figura 107. Curva de rendimento experimental.

4.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado qualitativa e quantitativamente o conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão. As principais expressões matemáticas para o dimensionamento do conversor foram desenvolvidas. Com base nestas equações foi realizado um exemplo de projeto do conversor proposto, o qual foi empregado para validar o estudo teórico apresentado. Os resultados experimentais confirmam a operação do conversor nas três regiões de operação. Os valores medidos de tensões e correntes se apresentam próximas às descritas teoricamente. Logo as seguintes conclusões são feitas:

- O conversor é abaixador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de 0 a $2E_i/N_T$, a qual corresponde a faixa de razão cíclica de 0 a $2/3$;
- A operação do conversor é dividida em duas regiões de operação: R1 e R2;
- Na região R1, o conversor apresenta as melhores características como: ganho estático linear, tensões baixas de bloqueio nos interruptores ($3E_i/2$) e nos diodos ($3E_i/2N_T$);
- A operação na região R2, ainda que a tensão de bloqueio dos interruptores seja o dobro da tensão em R1, o fluxo contínuo de corrente na entrada do conversor reduz o esforço de filtragem na entrada do conversor;
- O valor da frequência das tensões e correntes nos filtros é o triplo da frequência de comutação;
- O transformador trifásico apresenta-se compacto e leve, quando comparado ao transformador monofásico, portanto diminui o espaço ocupado e ajuda à redução do peso do circuito;
- A operação com razão cíclica de $1/3$ causa o cancelamento da ondulação de corrente no indutor. Além disso, proporcionam teoricamente correntes de entrada e de saída contínuas; no entanto, na prática existe uma ondulação de alta frequência na corrente de entrada causada pela corrente de magnetização do transformador trifásico;
- A distribuição das correntes, tanto de entrada quanto de saída através de três semicondutores, permite um maior processamento de potência, distribuição das perdas, e melhor dissipação de calor;

- A corrente de magnetização do transformador trifásico origina desigualdade na distribuição instantânea da corrente na saída, assim como incrementa a ondulação da corrente na entrada. Contudo, o valor médio das correntes nos semicondutores permaneceu uniformemente distribuído.

5 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o estudo qualitativo e quantitativo do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente, o qual é derivado do conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente convencional. Com base às equações desenvolvidas ao longo do capítulo é realizado um exemplo de projeto do conversor proposto. Na sequência são adquiridos os resultados experimentais. Finalmente, são apresentadas as principais conclusões desprendidas neste capítulo.

5.2 O CONVERSOR

O conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente, o qual é mostrado na Figura 108, é um conversor elevador de tensão alimentado em corrente e saída em tensão. A topologia é constituída pelos seguintes dispositivos: um indutor, um capacitor, um transformador trifásico, três interruptores, e três diodos.

O indutor e o capacitor são dispositivos armazenadores de energia. Já o transformador trifásico é constituído por três pares de bobinas montadas num único núcleo e tem como função proporcionar isolamento em alta frequência. Além disso, este dispositivo permite a adequação das tensões e correntes nos níveis apropriados.

A tensão na saída, a qual pode variar na faixa de $E_i/2N_T < V_o < \infty$, é regulada por meio da razão cíclica que é aplicada aos interruptores e cuja faixa de operação é $1/3 < D < 1$. Os diodos estão encarregados de retificar a tensão induzida nas bobinas secundárias do transformador, assim como também de garantir o fluxo unidirecional de energia, sendo este da fonte de entrada para a carga.

5.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na descrição do princípio de operação do conversor são adotadas as seguintes considerações:

- O conversor encontra-se operando em regime permanente;

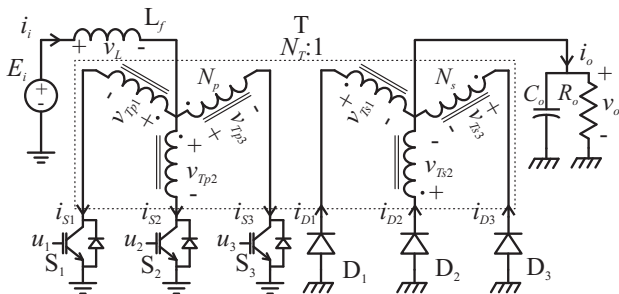


Figura 108. Conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente.

- Todos os semicondutores são considerados ideais;
- A capacitância do filtro capacitivo é o suficientemente grande tal que a tensão de saída é considerada constante;
- No transformador trifásico, o acoplamento entre as bobinas é perfeito, as resistências das bobinas são desprezíveis, e a indutância de magnetização é o suficientemente grande tal que a corrente de magnetização é insignificante; e
- Os interruptores são comandados de forma simétrica, através de sinais de gatilho trifásicos defasados de 120° .

A operação do conversor, em função do tempo de condução dos interruptores, é dividida em três regiões de operação, conforme mostrada a Tabela 20. A operação do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente na região R1, contrária à versão alimentado em tensão, é proibida, visto que esta colocaria em circuito aberto a fonte de alimentação, impedindo a transferência da energia acumulada no indutor. Já nas regiões R2 e R3 o conversor opera de forma normal, isto é, a fonte de alimentação não é colocada em circuito aberto. Na região R2, o tempo de condução de um interruptor é maior que $T_s/3$ e menor que $2T_s/3$, sendo assim há intervalos de tempo em que ocorre a sobreposição de dois interruptores. Na região R3, o tempo de condução é maior que $2T_s/3$, conseqüentemente, há intervalos de tempo onde ocorre a sobreposição de condução de três interruptores.

Os modos de operação do conversor a serem tratados neste capítulo são o modo de condução contínua (MCC) e o modo de condução descontínua (MCD). A operação no modo de condução contínua significa que a corrente através do indutor L não se anula ao longo do

Tabela 20. Regiões de operação do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente

Região	Razão cíclica	Sobreposição
R1	: $0 \leq D < 1/3$	Nenhum
R2	: $1/3 \leq D < 2/3$	Dois interruptores
R3	: $2/3 \leq D < 1$	Três interruptores

período de comutação; caso contrário, isto é, se a corrente se anula e permanece assim durante um intervalo de tempo, se diz que o conversor está operando no modo de condução descontínua. O número de estados topológicos em cada modo varia, sendo *seis* no MCC e *nove* no MCD.

5.3.1 Operação no MCC na região R2

A saída do conversor, composto pelo capacitor e a carga, recebe energia da entrada ao longo do período de comutação. Logo, a corrente de saída é contínua, mas pulsada. Já a corrente de entrada é contínua com uma componente triangular em alta frequência. A tensão de saída nesta região varia entre $E_i/2N_T < V_o < 2E_i/N_T$.

As etapas de operação do conversor e sua respectiva sequência na região R2 são mostradas na Figura 109 e 110. Os sinais de comando dos interruptores são mostradas na Figura 111.

A **1ª etapa** de operação começa no instante t_0 onde o interruptor S1 é acionado enquanto S3 conduz. A corrente de entrada flui através das bobinas primárias das fases 1 e 3 polarizando diretamente D2. A tensão de saída é aplicada na bobina secundária ativa do transformador $v_{Ts2} = -V_o$. O fluxo gerado nesta fase é uniformemente distribuído nas outras fases. Consequentemente, a tensão induzida nas bobinas primárias ativas do transformador é $v_{Tp1} = v_{Tp3} = N_TV_o/2$. A tensão resultante sobre o indutor é $v_L = E_i - N_TV_o/2$. A tensão aplicada no interruptor bloqueado S2 é $3N_TV_o/2$. A tensão aplicada nos diodos D1 e D3 é $3V_o/2$. Visto que idealmente as fems no transformador trifásico são iguais ($N_Ti_{Tp1} = N_Ti_{Tp3} = i_{Ts2}$), a relação entre a corrente de entrada e de saída é $i_i = 2i_o/N_T = i_L$. As correntes nos semicondutores ativos são $i_{S1} = i_{S3} = i_L/2$ e $i_{D2} = N_Ti_L/2$.

A **2ª etapa** de operação começa no instante t_1 quando o interruptor S3 é bloqueado enquanto S1 continua conduzindo. O diodo D3 é polarizado diretamente. A tensão de saída é aplicada nas bobinas

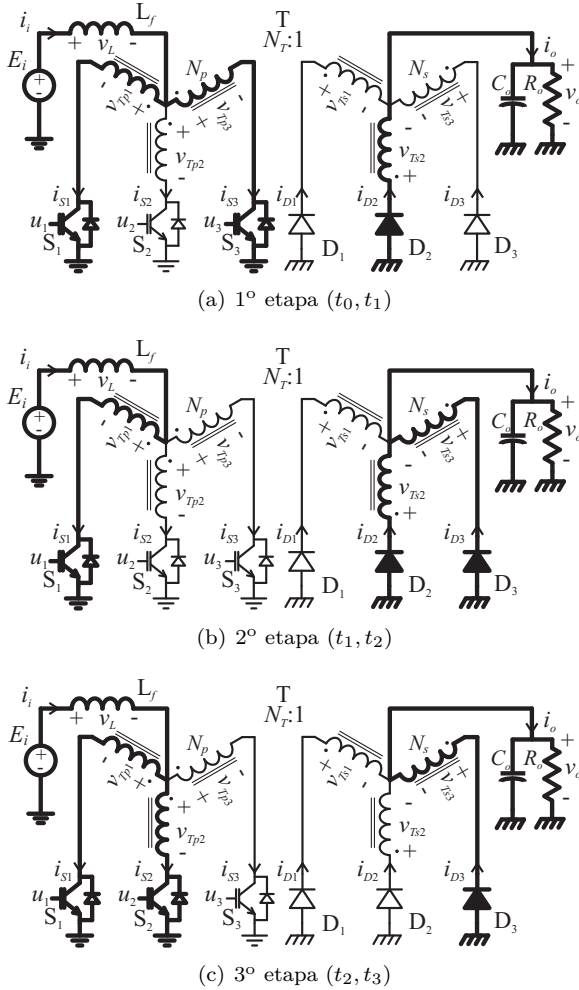


Figura 109. Etapas de funcionamento em R2 no MCC.

secundárias das fases 2 e 3 do transformador ($v_{Ts2} = v_{Ts3} = -V_o$), portanto, a tensão na bobina primária ativa é $2N_T V_o$. A tensão resultante no indutor é $E_i - 2N_T V_o$. A tensão nos interruptores bloqueados S2 e S3 é $3N_T V_o$. A corrente do indutor flui através da bobina primária da fase 1 e o interruptor S1 ($i_{S1} = i_L$). A corrente induzida nos diodos D2 e D3 é $i_{D2} = i_{D3} = N_T i_L$. A relação entre as corrente de entrada

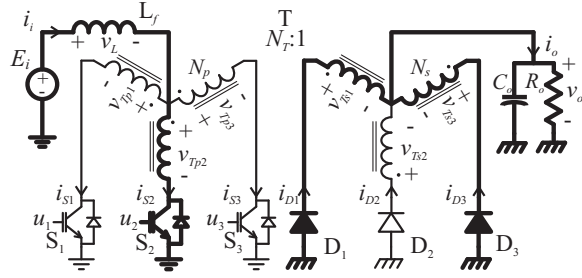
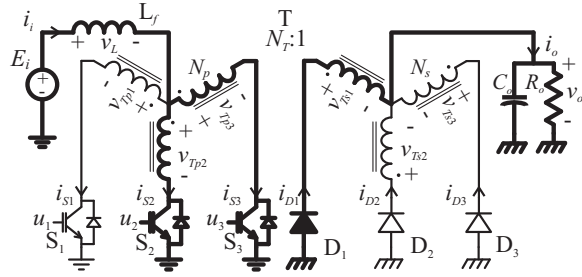
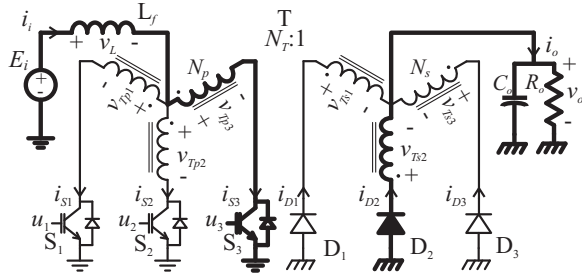
(a) 4º etapa (t_3, t_4)(b) 5º etapa (t_4, t_5)(c) 6º etapa ($t_5, t_0 + T_s$)

Figura 110. Etapas de funcionamento em R2 no MCC.

e de saída é $2N_T i_i = i_o$.

A **3ª e 5ª etapa** de operação são semelhantes à 1ª com a diferença que o grupo de semicondutores acionado varia conforme a etapa. Assim, na 3ª etapa tem-se a condução de S1, S2 e D3, enquanto que na 5ª etapa tem-se a condução de S2, S3 e D1. Isto mesmo ocorre na **4ª e 6ª etapa** com relação à 2ª etapa. Comparando as etapas de

operação se verifica que o armazenamento de energia no indutor ocorre nas etapas ímpares, enquanto que a transferência desta energia se dá nas etapas pares.

Os valores de tensões e correntes no circuito ao longo de um período de comutação são mostradas na Tabela 21. Com base nestes valores é possível desenhar as principais formas de onda no circuito que são Figura 111. A forma de onda da corrente através do capacitor mostra que o armazenamento de energia neste dispositivo ocorre nas etapas pares. Já a transferência de energia se dá nas etapas ímpares.

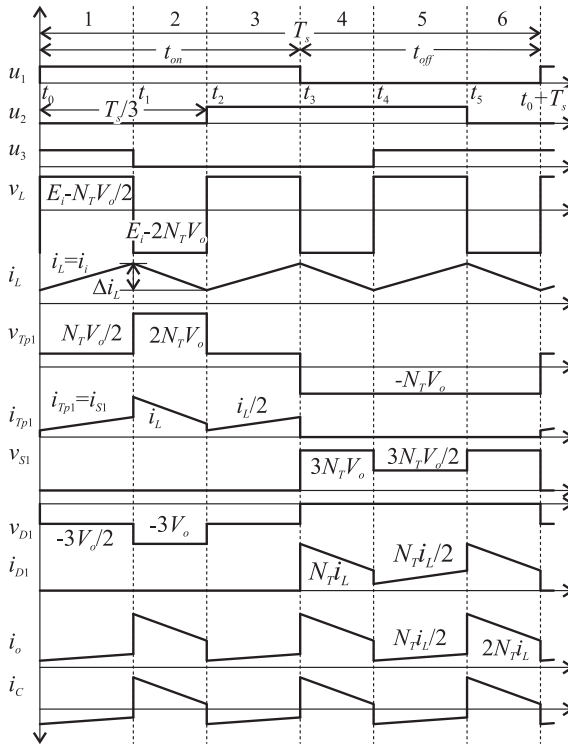


Figura 111. Principais formas de onda no MCC em R2.

Tabela 21. Tensões e correntes no conversor em R2

	1ª etapa	2ª etapa	3ª etapa	4ª etapa	5ª etapa	6ª etapa
v_{Tp1}	$N_T V_o/2$	$2N_T V_o$	$N_T V_o/2$	$-N_T V_o$	$-N_T V_o$	$-N_T V_o$
v_{Tp2}	$-N_T V_o$	$-N_T V_o$	$N_T V_o/2$	$2N_T V_o$	$N_T V_o/2$	$-N_T V_o$
v_L	$E_i - N_T V_o/2$	$E_i - 2N_T V_o$	$E_i - N_T V_o/2$	$E_i - 2N_T V_o$	$E_i - N_T V_o/2$	$E_i - 2N_T V_o$
v_{S1}	0	0	0	$3N_T V_o/2$	$3N_T V_o$	$3N_T V_o/2$
v_{S2}	$3N_T V_o$	$3N_T V_o/2$	0	0	0	$3N_T V_o/2$
v_{D1}	$-3V_o/2$	$-3V_o$	$-3V_o/2$	0	0	0
v_{D2}	0	0	$-3V_o/2$	$-3V_o$	$-3V_o/2$	0
i_{S1}	$i_L/2$	i_L	$i_L/2$	0	0	0
i_{S2}	0	0	$i_L/2$	i_L	$i_L/2$	0
i_{D1}	0	0	0	$N_T i_L$	$N_T i_L/2$	$N_T i_L$
i_{D2}	$N_T i_L/2$	$N_T i_L$	0	0	0	$N_T i_L$

5.3.2 Operação no MCD em R2

Neste modo a corrente do indutor L se anula durante a etapa de transferência, que corresponde às etapas pares no MCC e permanece assim durante um intervalo de tempo. Isto dá origem a três novas etapas cujos estados topológicos são iguais. Este estado topológico é denominado de estado neutro e é mostrado na Figura 112. Durante o estado neutro, nenhuma energia é transferida para a saída, sendo unicamente o capacitor responsável pelo fornecimento da energia consumida pela carga.

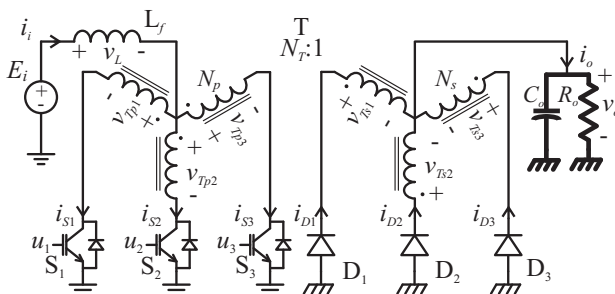


Figura 112. Estado topológico neutro: sem transferência nem armazenamento de energia no indutor L .

As formas de onda da corrente na entrada e na saída do conversor no MCD são mostradas na Figura 113, onde a 1ª, 4ª e 7ª etapas correspondem à etapa de armazenamento, a 2ª, 5ª e 8ª correspondem à etapa de transferência, e as restantes à etapa neutra. Neste modo, tanto a corrente de entrada como a corrente de saída são descontínuas.

5.3.3 Operação no MCC na região R3

Nesta região ocorre a sobreposição de condução de dois e três interruptores. Durante a sobreposição de três interruptores não há transferência de energia da entrada para a saída, portanto a corrente de saída é descontínua. A tensão de saída varia entre $2E_i/N_T \leq V_o < \infty$.

As etapas de operação do conversor e sua respectiva sequência na região R3 são mostradas na Figura 114 e 115. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 116.

A 1ª etapa de operação começa no instante t_0 , onde o inter-

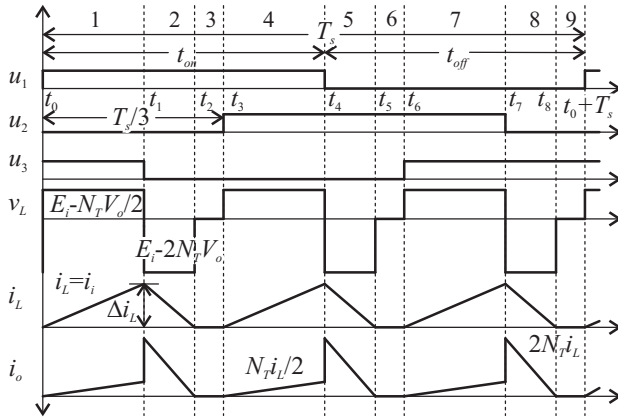


Figura 113. Corrente de entrada e de saída no MCD em R2.

ruptor S1 é acionado enquanto os interruptores S2 e S3 encontram-se conduzindo. Com as bobinas primárias conectadas ao mesmo potencial, têm-se que as tensões sobre as bobinas são nulas. Portanto, o indutor recebe energia diretamente da fonte de entrada ($v_L = E_i$). Os diodos são reversamente polarizados pela fonte de saída. A corrente do indutor é distribuída equilibradamente nos três interruptores: $i_{S1} = i_{S2} = i_{S3} = i_L/3$. Nesta etapa somente o capacitor fornece energia para a carga.

A **2ª etapa** de operação é semelhante à **1ª etapa** de operação na região R2, etapa ímpar, onde têm-se a condução de S1, S3 e D2. Porém, com a diferença que nesta é realizada a transferência da energia armazenada no indutor para a saída.

Na 3ª e 5ª etapas de operação o indutor acumula novamente a energia proveniente da fonte de alimentação, repetindo-se o estado topológico da 1ª etapa. Já na 4ª e 6ª etapas ocorre a transferência de energia para a saída através dos interruptores S1, S2, D3 e S2, S3 e D1, respectivamente.

Na Tabela 22 são resumidas as principais tensões e correntes no circuito na região R3. Com base nestes valores são desenhadas as principais formas de onda no circuito ao longo dum período de comutação conforme mostrado na Figura 116.

Tabela 22. Tensões e correntes no conversor em R3

	1ª etapa	2ª etapa	3ª etapa	4ª etapa	5ª etapa	6ª etapa
v_{Tp1} :	0	$N_T V_o/2$	0	$N_T V_o/2$	0	$-N_T V_o$
v_{Tp2} :	0	$-N_T V_o$	0	$N_T V_o/2$	0	$N_T V_o/2$
v_L :	E_i	$E_i - N_T V_o/2$	E_i	$E_i - N_T V_o/2$	E_i	$E_i - N_T V_o/2$
v_{S1} :	0	0	0	0	0	$3N_T V_o/2$
v_{S2} :	0	$3N_T V_o/2$	0	0	0	0
v_{D1} :	$-V_o$	$-3V_o/2$	$-V_o$	$-3V_o/2$	$-V_o$	0
v_{D2} :	$-V_o$	0	$-V_o$	$-3V_o/2$	$-V_o$	$-3V_o/2$
i_{S1} :	$i_L/3$	$i_L/2$	$i_L/3$	$i_L/2$	$i_L/3$	0
i_{S2} :	$i_L/3$	0	$i_L/3$	$i_L/2$	$i_L/3$	$i_L/2$
i_{D1} :	0	0	0	0	0	$2N_T i_L$
i_{D2} :	0	$N_T i_L/2$	0	0	0	0

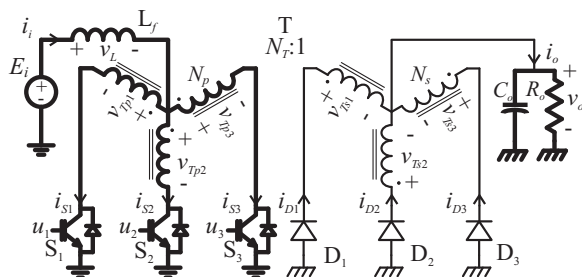
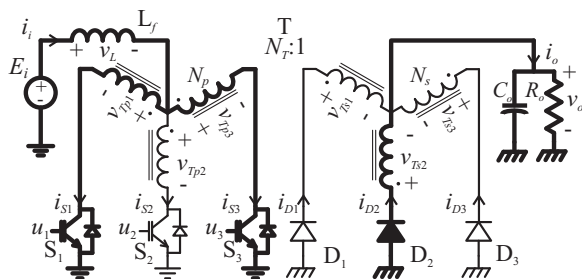
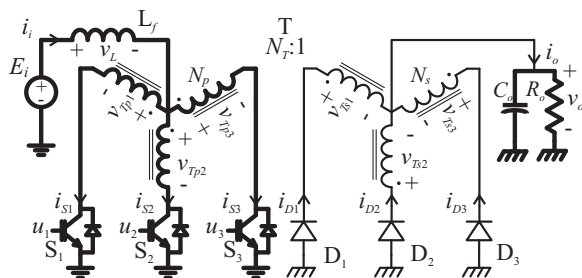
(a) 1ª etapa (t_0, t_1)(b) 2ª etapa (t_1, t_2)(c) 3ª etapa (t_2, t_3)

Figura 114. Etapas de funcionamento em R3 no MCC.

5.3.4 Operação no MCD em R3

A corrente no indutor, da mesma forma que no MCD em R2, cai para zero e se mantém assim durante um intervalo de tempo dentro do período de comutação. O estado topológico correspondente é mostrado na Figura 112, este estado ocorre logo a seguir de um estado de trans-

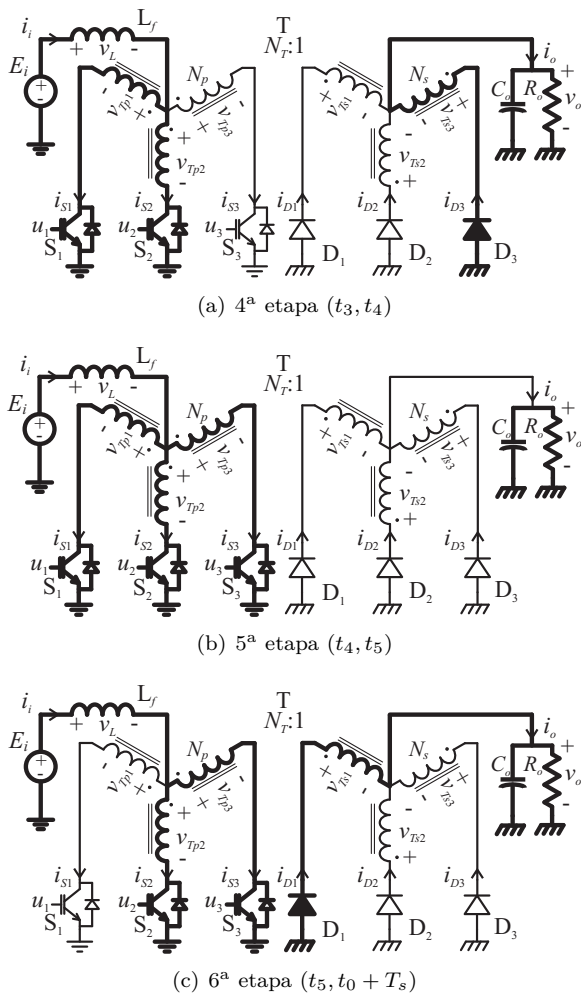


Figura 115. Etapas de funcionamento em R3 no MCC.

ferência, isto é, após as etapas pares no MCC. Logo, o número total de etapas de operação é nove. As formas de onda da corrente de entrada e de saída neste modo são mostradas na Figura 117.

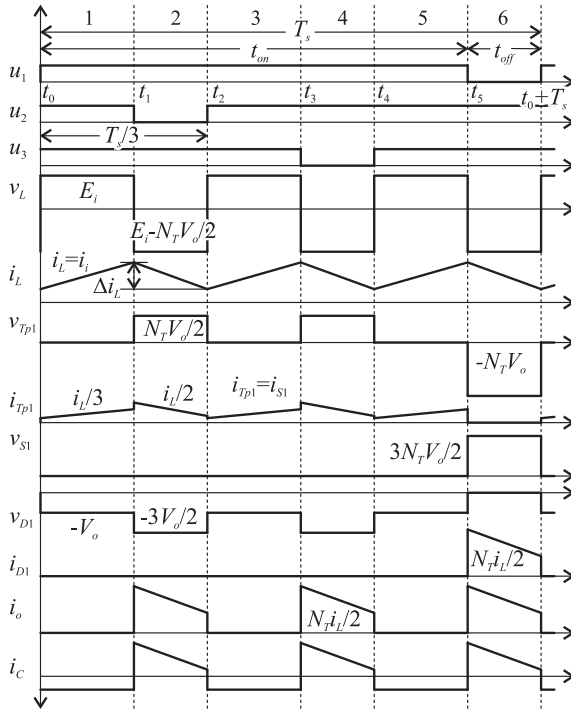


Figura 116. Principais formas de onda no MCC em R3.

5.4 ANÁLISE MATEMÁTICA

Nesta seção são obtidas as expressões matemáticas dos principais esforços de tensão e corrente no conversor para o modo de condução contínua. Para isto são utilizadas as informações contidas nas Tabs. 21 e 22, e nas Figuras 111 e 116, as quais correspondem às regiões R2 e R3, respectivamente.

No equacionamento dos valores eficazes das correntes nos diferentes ramos do circuito é desconsiderada a ondulação de corrente em alta frequência, isto é, considera-se que o indutor possui indutância infinita.

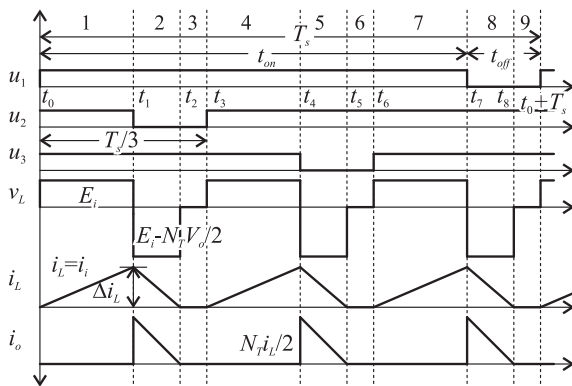


Figura 117. Corrente de entrada e de saída no MCD em R3.

5.4.1 Ganho estático no MCC

A expressão matemática do ganho estático no MCC é obtida a partir do cálculo da tensão média no indutor, que em regime permanente é zero. Visto que a operação do conversor é simétrica basta realizar o cálculo num terço do período de comutação.

$$V_L = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} v_L dt = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} v_L dt = 0 \quad (5.1)$$

Substituindo a tensão e os tempos correspondentes às regiões R2 e R3 na Eq. (5.1) obtém-se, na mesma ordem, as seguintes equações:

$$\left(E_i - \frac{N_T V_o}{2} \right) \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + (E_i - 2N_T V_o) \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) = 0 \quad (5.2)$$

$$(E_i) \left(t_{on} - \frac{2T_s}{3} \right) + \left(E_i - \frac{N_T V_o}{2} \right) (T_s - t_{on}) = 0 \quad (5.3)$$

Resolvendo, têm-se:

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{E_i} = \begin{cases} \frac{1}{N_T} \frac{2}{7-9D} & \text{para R2} \\ \frac{2}{3N_T} \frac{1}{1-D} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.4)$$

A Eq. (5.4) representa o ganho estático ideal do conversor push-pull trifásico alimentado em corrente no MCC, representado de forma gráfica na Figura 118. Na região R3, o conversor apresenta o ganho estático característico do conversor boost. Já na região R2, a expressão é diferente, contudo, continua sendo função inversa e não linear da razão cíclica.

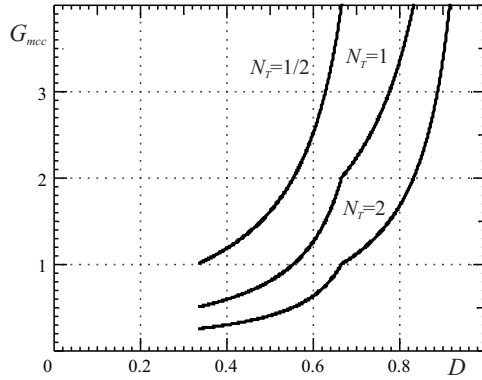


Figura 118. Ganho estático do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente no MCC.

5.4.2 Ganho estático no MCD

No modo de condução descontínua, a energia fornecida pela fonte de alimentação é limitada e é calculada através da seguinte forma:

$$W_i = 3 \frac{1}{2} E_i I_p (\Delta t_{10} + \Delta t_{21}) \quad (5.5)$$

onde Δt_{10} e Δt_{21} são os tempos de magnetização e desmagnetização do indutor. Substituindo os tempo correspondentes às regiões R2 e R3 tem-se:

$$\Delta t_{10} = \begin{cases} t_{on} - \frac{T_s}{3} & \text{para R2} \\ t_{on} - \frac{2T_s}{3} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.6)$$

$$\Delta t_{21} = \begin{cases} \frac{I_p L}{2N_T V_o - E_i} & \text{para R2} \\ \frac{2I_p L}{N_T V_o - 2E_i} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.7)$$

Seja a corrente de pico dada pela seguinte expressão:

$$I_p = \begin{cases} \frac{2E_i - N_T V_o}{2L} \Delta t_{10} & \text{para R2} \\ \frac{E_i}{L} \Delta t_{10} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.8)$$

Trabalhando as equações anteriores se obtém a expressão da energia fornecida pela fonte de alimentação em função de parâmetros conhecidos.

$$W_i = \begin{cases} \frac{N_T V_o E_i T_s^2}{8L} \frac{2E_i - N_T V_o}{2N_T V_o - E_i} (3D - 1)^2 & \text{para R2} \\ \frac{N_T V_o E_i T_s^2}{6L} \frac{E_i}{N_T V_o - 2E_i} (3D - 2)^2 & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.9)$$

A energia consumida pela carga durante um período de comutação é:

$$W_o = P_o T_s = V_o I_o T_s \quad (5.10)$$

Em condições ideais a energia consumida pela carga é igual à energia fornecida pela fonte de alimentação num período de comutação ($W_i = W_o$). Assim, igualando as Eqs. (5.9) e (5.10) e na sequência agrupando-as, obtém-se o ganho estático do conversor no MCD dada pela seguinte equação:

$$G_{mcd} = \begin{cases} \frac{1}{N_T} \frac{2N_T(3D - 1)^2 + 8\overline{I_o}}{N_T(3D - 1)^2 + 16\overline{I_o}} & \text{para R2} \\ \frac{1}{6N_T} \frac{N_T(3D - 2)^2 + 12\overline{I_o}}{\overline{I_o}} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.11)$$

onde $\overline{I_o}$ é a corrente parametrizada

$$\overline{I}_o = \frac{I_o L}{T_s E_i}.$$

5.4.3 Característica externa

Empregando as expressões do ganho estático nos modos de condução contínua e descontínua, dadas pelas Eqs. (5.4) e (5.11), é levantada a curva de característica externa do conversor em função da corrente de carga parametrizada, a qual é mostrada na Figura 119. As curvas foram obtidas para relação de transformação unitária $N_T = 1$.

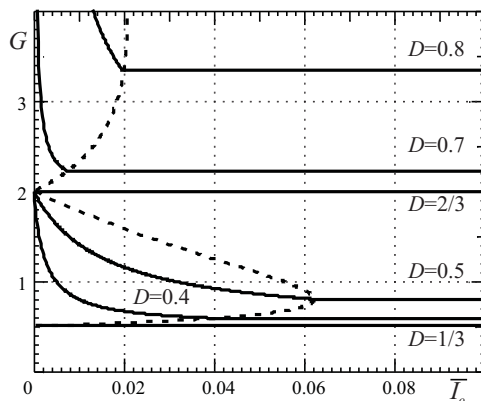


Figura 119. Característica externa do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente para $N_T = 1$.

A curva de traço descontínuo é o modo de condução crítica e é a região limite entre os modos de condução contínua e descontínua. Nesta região os ganhos estáticos de ambos os modos são iguais. Logo, a corrente parametrizada fica em função da razão cíclica e é dada pela seguinte expressão:

$$\overline{I}_o = \begin{cases} \frac{N_T(3D-1)(2-3D)}{2} & \text{para R2} \\ \frac{N_T(3D-2)(1-D)}{4} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.12)$$

A região descontínua segundo a Eq. (5.12) é mais ampla para as razões cíclicas de $1/2$ e $5/6$ que correspondem às regiões R2 e R3 respectivamente.

5.4.4 Ondulação da corrente no indutor

Em regime permanente as variações da corrente no indutor nas etapas de armazenamento e transferência são iguais. Logo, sua amplitude na etapa de armazenamento é:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} v_L dt = V_L(t_1 - t_0) \quad (5.13)$$

Substituindo a tensão e os tempos correspondentes às regiões R2 e R3 na expressão anterior obtém-se, na mesma ordem, as seguintes equações:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \left(E_i - \frac{N_T V_o}{2} \right) \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) \quad (5.14)$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} E_i \left(t_{on} - \frac{2T_s}{3} \right) \quad (5.15)$$

No MCC, a tensão de entrada pode ser expressa em função da tensão de saída e a razão cíclica. Assim, substituindo o ganho estático dado pela Eq. (5.4) tem-se:

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{\Delta I_L L}{V_o T_s} = \begin{cases} N_T \frac{(2 - 3D)(3D - 1)}{2} & \text{para R2} \\ N_T \frac{(3D - 2)(1 - D)}{2} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.16)$$

A Eq. (5.16) é a expressão parametrizada da ondulação de corrente através do indutor no MCC em condições ideais, a qual é mostrada de forma gráfica na Figura 120. A curva foi traçada para relação de transformação unitária no transformador ($N_T = 1$). A figura mostra que a ondulação de corrente apresenta valores máximos em cada uma das regiões, sendo de $\overline{\Delta I} = 0.125$ para $D = 1/2$ em R2 e $\overline{\Delta I} = 1/24 \approx 0.042$ para $D = 5/6$ em R3. Por outro lado, observa-se que a ondulação se anula para razão cíclica de $2/3$.

5.4.5 Corrente média no indutor

A expressão matemática para o cálculo do valor médio da corrente através do indutor de entrada é obtida da relação entre as potên-

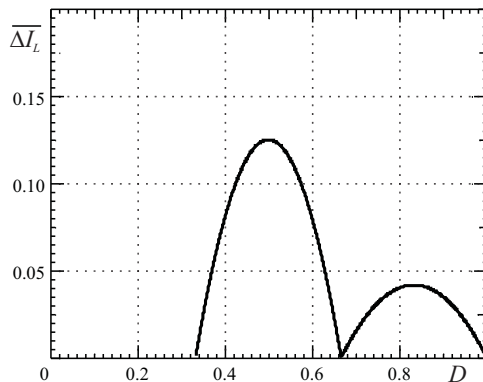


Figura 120. Ondulação de corrente parametrizada no indutor no MCC.

cias médias de entrada e saída, que idealmente são iguais.

$$E_i I_L = V_o I_o \quad (5.17)$$

Trabalhando a Eq. (5.17) se obtém a relação entre as correntes médias de entrada e saída dada por:

$$\frac{I_L}{I_o} = \begin{cases} \frac{1}{N_T} \frac{2}{7-9D} & \text{para R2} \\ \frac{2}{3N_T} \frac{1}{1-D} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.18)$$

5.4.6 Correntes eficazes no transformador

As Figuras 111 e 116 mostram que as correntes através das bobinas primária e secundária apresentam amplitudes diferentes nas etapas de armazenamento e transferência de energia. Logo, a equação da corrente eficaz na bobina primária na região R2 é:

$$I_{T_{pef}}^2 = \frac{1}{T_s} \left(2 \left(\frac{I_L}{2} \right)^2 \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + I_L^2 \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (5.19)$$

Na região R3 tem-se:

$$I_{T_{pef}}^2 = \frac{1}{T_s} \left(3 \left(\frac{I_L}{3} \right)^2 \left(t_{on} - \frac{2T_s}{3} \right) + 2 \left(\frac{I_L}{2} \right)^2 (T_s - t_{on}) \right) \quad (5.20)$$

De igual forma, a corrente eficaz na bobina secundária na região R2 é:

$$I_{T_{sef}}^2 = \frac{1}{T_s} \left(2 (N_T I_L)^2 \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) + \left(\frac{N_T I_L}{2} \right)^2 \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) \right) \quad (5.21)$$

Na região R3 tem-se:

$$I_{T_{sef}}^2 = \frac{1}{T_s} \left(\frac{N_T I_L}{2} \right)^2 (T_s - t_{on}) \quad (5.22)$$

Resolvendo as Eqs. (5.19) - (5.22), e na sequência utilizando a Eq. (5.18) obtém-se:

$$\overline{I_{T_{pef}}} = \frac{I_{T_{pef}}}{I_o} = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{N_T} \frac{\sqrt{1-D}}{7-9D} & \text{para R2} \\ \frac{\sqrt{2}}{9N_T} \frac{\sqrt{5-3D}}{1-D} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.23)$$

$$\overline{I_{T_{sef}}} = \frac{I_{T_{sef}}}{I_o} = \begin{cases} \frac{\sqrt{5-7D}}{\sqrt{7-9D}} & \text{para R2} \\ \frac{1}{3\sqrt{1-D}} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.24)$$

As Eqs. (5.23) e (5.24) são as expressões parametrizadas das correntes eficazes através das bobinas primárias e secundárias do transformador, respectivamente, e cujas representações gráficas são mostradas na Figura 121.

5.4.7 Ondulação da tensão no Capacitor

A variação da tensão no capacitor é proporcional à variação de carga.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q^+}{C_o} \quad (5.25)$$

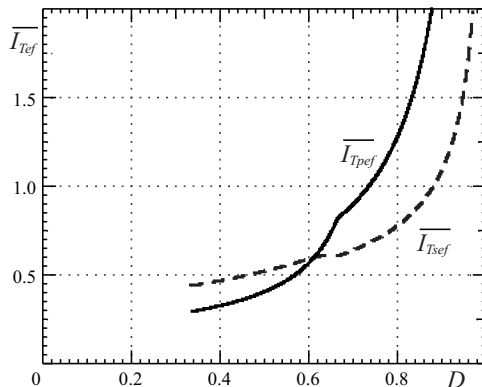


Figura 121. Corrente eficaz parametrizada no transformador trifásico no MCC.

O formato da corrente que circula através do capacitor, conforme mostram as Figuras 111 e 116, é uma onda quadrada distorcida cuja frequência é o triplo da frequência de comutação. Entretanto, considerando uma indutância infinita no filtro de entrada, o formato da corrente no capacitor passa a ser uma onda quadrada perfeita. Logo, a variação de carga no capacitor corresponde à área contida na semi-onda positiva da corrente.

$$\Delta Q^+ = \begin{cases} I_o T_s \frac{(2-3D)(3D-1)}{7-9D} & \text{para R2} \\ I_o T_s \frac{3D-2}{3} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.26)$$

Substituindo a Eq. (5.26) em (5.25) obtém-se:

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o C_o}{I_o T_s} = \begin{cases} \frac{(2-3D)(3D-1)}{7-9D} & \text{para R2} \\ \frac{3D-2}{3} & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.27)$$

A Eq. (5.27) é a expressão parametrizada da ondulação de tensão através do capacitor, a qual é mostrada de forma gráfica na Figura 122. A expressão mostra que a ondulação de tensão no MCC é função da razão cíclica e a corrente de carga, portanto quanto maior a carga maior a capacitância para manter a ondulação dentro de um valor específico.

Por outro lado, a equação mostra que a ondulação se anula para razão cíclica de $2/3$.

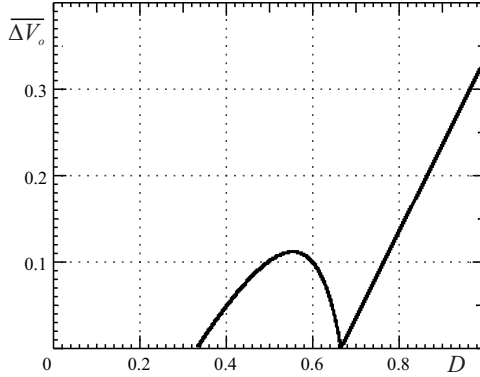


Figura 122. Ondulação de tensão parametrizada no capacitor no MCC.

5.4.8 Corrente eficaz no capacitor

O valor da corrente eficaz através do capacitor, considerando uma indutância infinita, é calculado através da seguinte expressão:

$$I_{Cef}^2 = I_{oef}^2 - I_o^2 \quad (5.28)$$

onde I_{oef} é o valor eficaz da corrente na saída do conversor, cujos valores nas regiões R2 e R3 são:

$$I_{oef}^2 = \frac{3}{T_s} \left((2N_T I_L)^2 \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) + \left(\frac{N_T I_L}{2} \right)^2 \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) \right) \quad (5.29)$$

$$I_{oef}^2 = \frac{3}{T_s} \left(\frac{I_L}{2} \right)^2 (T_s - t_{on}) \quad (5.30)$$

Substituindo a corrente média no indutor pela corrente média de carga dada pela Eq. (5.18) nas equações anteriores e na sequência os aplicando na Eq. (5.28) obtém-se:

$$\overline{I_{Cef}} = \frac{I_{Cef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{3}{7-9D} \sqrt{(2-3D)(3D-1)} & \text{para R2,} \\ \sqrt{\frac{3D-2}{3(1-D)}} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (5.31)$$

A Eq. (5.31) é a expressão parametrizada do valor eficaz da corrente através do capacitor e mostrado de forma gráfica na Figura 123. A equação mostra que a corrente eficaz, de igual forma que na ondulação de tensão, anula-se para razão cíclica de $D = 2/3$.

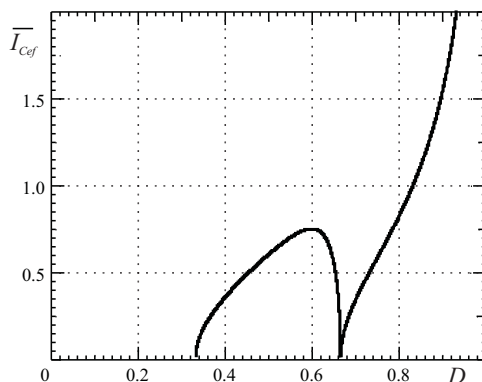


Figura 123. Corrente eficaz parametrizada através do capacitor no MCC.

5.4.9 Produto de áreas

As expressões matemáticas para o cálculo do produto de áreas no transformador e no indutor no conversor push-pull trifásico alimentado em corrente, operando no modo de condução contínua, são desenvolvidas a seguir.

5.4.9.1 Transformador

A área necessária no núcleo é dada por:

$$A_e = \frac{N_T V_o}{N_{Tp} \Delta B_{max}} (1 - D) T_s \quad (5.32)$$

A área necessária na janela do núcleo é:

$$A_w = \frac{2N_{Tp}}{J_{max} k_w} \left(I_{T_{pef}} + \frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right) \quad (5.33)$$

$$A_w = \frac{2N_{Tp} I_o}{J_{max} k_w N_T} (\overline{I_{T_{pef}}} N_T + \overline{I_{T_{sef}}}) \quad (5.34)$$

Assim, a expressão matemática do produto de áreas resultante considerando a variação do fluxo magnético em dois quadrantes ($\Delta B_{max} = 2B_{max}$) é dada por:

$$A_p = \frac{P_o(1 - D)}{B_{max} J_{max} f_s k_w} (\overline{I_{T_{pef}}} N_T + \overline{I_{T_{sef}}}) \quad (5.35)$$

onde a razão cíclica refere-se à condição máxima do fluxo magnético no núcleo.

5.4.9.2 Indutor

A área necessária no núcleo é dada por:

$$A_e = \frac{I_p L}{N_{esp} B_{max}} \quad (5.36)$$

A corrente de pico no indutor no MCC é:

$$I_p = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.37)$$

Substituindo as Eqs.(5.37) e (5.16) em (5.36) resulta em:

$$A_e = \frac{\overline{\Delta I_L} V_o}{2N_{esp} B_{max} f_s} \left(\frac{2}{\% \Delta I_L} + 1 \right) \quad (5.38)$$

A área necessária na janela do núcleo é:

$$A_w = \frac{N_{esp} I_o}{J_{max} k_w} \overline{I_L} \quad (5.39)$$

Logo, o produto de áreas resultante no indutor é dada pela Eq. (5.40).

$$A_p = \frac{P_o}{2J_{max}B_{max}f_s k_w} \overline{\Delta I_L} \left(\frac{2}{\% \Delta I_L} + 1 \right) \overline{I_L} \quad (5.40)$$

5.4.10 Esforços de tensões nos semicondutores

A tensão sobre os interruptores no bloqueados varia de acordo com a região de operação. Na região R2, a tensão aplicada sobre os interruptores é três vezes a tensão da fonte de saída referida ao lado primário do transformador. Já na região R3 aplica-se a metade deste valor.

$$V_{Smx} = \begin{cases} 3N_T V_o & \text{para R2} \\ \frac{3}{2} N_T V_o & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.41)$$

A tensão reversa nos diodos é proporcional à tensão sobre os interruptores.

$$V_{Dmx} = \begin{cases} 3V_o & \text{para R2} \\ \frac{3}{2} V_o & \text{para R3} \end{cases} \quad (5.42)$$

5.5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Nesta seção são validadas as formas de onda teóricas através do simulador numérico PSIM. O circuito de simulação utilizado é mostrado na Figura 124. As especificações de simulação são listadas na Tabela 23. No circuito de simulação foi preciso o uso de um circuito grampeador para limitar a tensão nos interruptores, causada pela presença das indutâncias de dispersão do transformador trifásico, as quais são requeridas pelo modelo do transformador no simulador.

5.5.1 Operação na região R2

As principais formas de onda das correntes e tensões do conversor operando na região R2 são mostradas nas Figuras 125 e 126, onde se verifica que as formas de onda obtidas no simulador apresentam os mesmos formatos descritos na teoria. Contudo, a tensão no interruptor

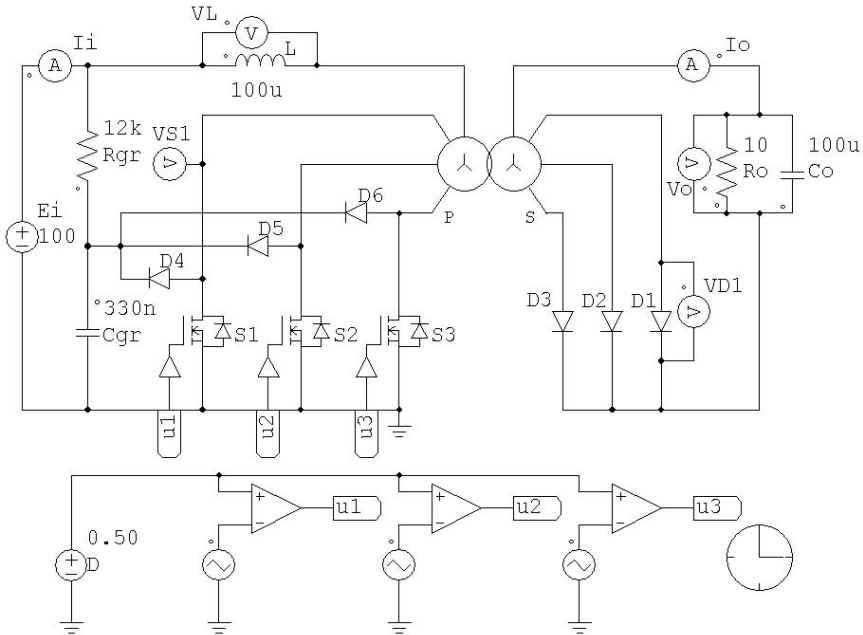


Figura 124. Circuito de simulação no PSIM do conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente.

apresenta uma sobretensão na comutação que é causada pela indutância de dispersão do transformador e limitada pelo circuito grampeador.

Grandezas obtidas por meio do simulador: tensão de saída de 79,9 V, ondulação de tensão em C de 0,308 V, corrente média na carga de 7,81 A, ondulação de corrente em L de 4,12 A, corrente eficaz em C de 5,0 A, correntes eficazes no transformador de 3,19 A na bobina primária e de 3,91 A na secundária. Com base nestes resultados são calculados os valores parametrizados dos esforços de tensão e corrente no conversor, os quais são listados na Tabela 24.

A tabela comparativa mostra que os valores calculados através das equações desenvolvidas são coerentes com aqueles obtidos no simulador. Os erros mais significativos ocorreram nas correntes eficazes, os quais se devem à ondulação da corrente no indutor, parâmetro que foi desconsiderado no equacionamento teórico. A diferença do ganho estático é atribuído à perda de razão cíclica devido à comutação, cujo tempo de duração é função da indutância de dispersão do transforma-

Tabela 23. Especificações de simulação

Parâmetro	Especificação
Fonte de entrada	: $E_i=100$ V
Razão cíclica	: $D=0,50$
Resistor de carga	: $R_o=10$ Ohms
Frequência de comutação	: $f_s=24$ kHz
Indutor	: $L=100$ μ H
Capacitor	: $C_o=100$ μ F
Transformador trifásico	: $N_T = 1$
	$R_p = R_s = 1$ m Ω
	$l_p = l_s = 0,5$ μ H
	$L_m = 10$ mH

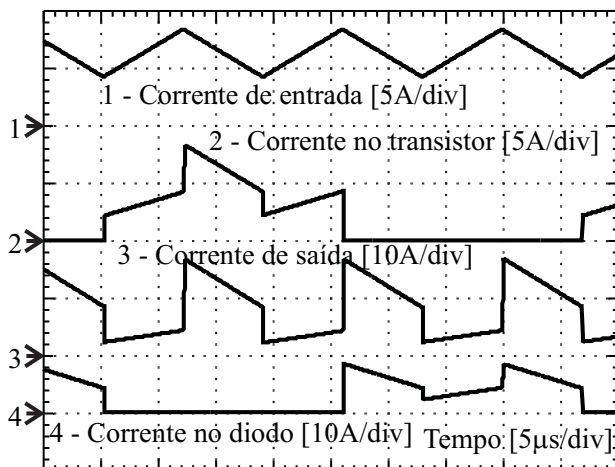


Figura 125. Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente.

dor, a tensão de grampeamento, e a amplitude da corrente no momento da comutação.

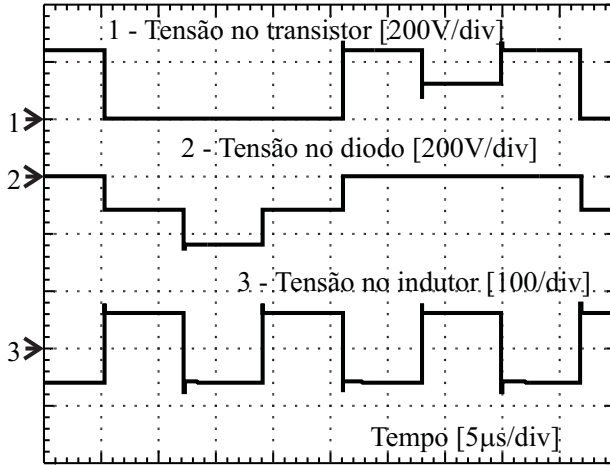


Figura 126. Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente.

Tabela 24. Tabela comparativa

Valor	Calculado	Simulado
G_{MCC} :	0.80	0.799
$\overline{\Delta I_L}$:	0.125	0.127
$\overline{I_{T_{pef}}}$:	0.40	0.408
$\overline{I_{T_{sef}}}$:	0.49	0.50
$\overline{\Delta V_o}$:	0.1	0.095
$\overline{I_{Cef}}$:	0.60	0.64

5.5.2 Operação na região R3

A operação do conversor na região R3 é verificada utilizando a mesma configuração do circuito mostrado na Figura 124, cujos parâmetros foram mantidos com exceção da tensão de entrada e a razão cíclica, sendo os valores reajustados para 48 V e 75 %. As principais formas de onda obtidas são mostradas nas Figuras 127 e 128.

Os valores obtidos no simulador são: tensão de saída de 127,7 V, ondulação de tensão em C de 0,432 V, corrente de carga de 12,8 A, ondulação de corrente em L de 1,70 A, corrente eficaz em C de 7,35 A,

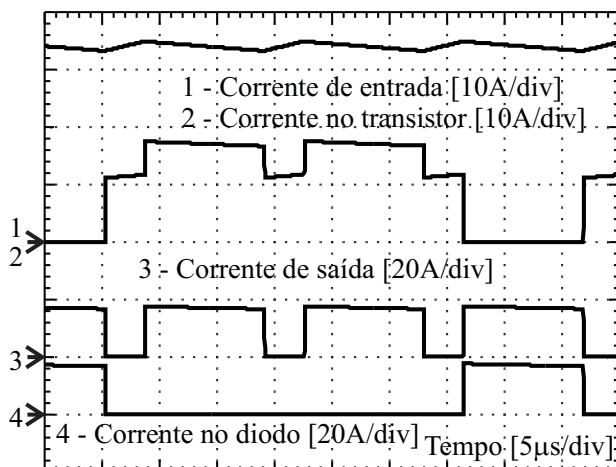


Figura 127. Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente em R3.

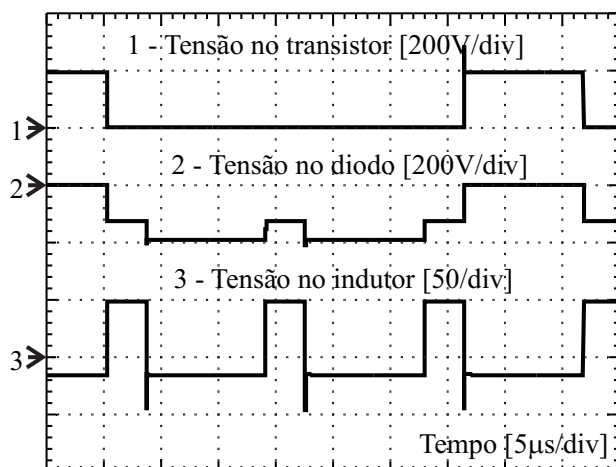


Figura 128. Tensão no transistor, no diodo e no indutor no conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente em R3.

correntes eficazes no transformador de 13,3 A na bobina primária e de 8,50 A na secundária. Com base nestes resultados são calculados os valores parametrizados dos esforços de tensão e corrente no conversor, os quais são listados na Tabela 25. O erro entre o valor calculado e o

de simulação é mínimo, sendo este menor que 2 %.

Tabela 25. Tabela comparativa na região R3

Valor	Calculado	Simulado
$\overline{G_{MCC}}$:	2,666	2,660
$\overline{\Delta I_L}$:	0,0313	0,0319
$\overline{I_{T_{pef}}}$:	1,042	1,04
$\overline{I_{T_{sef}}}$:	0,667	0,664
$\overline{\Delta V_o}$:	0,083	0,082
$\overline{I_{C_{ef}}}$:	0,577	0,574

5.5.3 Operação com razão cíclica de 1/3

Na Figura 129 são mostradas as correntes para razão cíclica de 1/3 e foram obtidas através do circuito de simulação da Figura 124, onde a resistência de carga foi alterada para 20 Ω . As formas de onda mostram que, tanto a corrente de entrada quanto a corrente de saída, são contínuas sem presença de alguma componente alternada de alta frequência. Assim, teoricamente o indutor e o capacitor não processam energia.

5.6 EXEMPLO SIMPLIFICADO DE PROJETO

Nesta seção é apresentado um exemplo simplificado do conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente com base as especificações dadas na Tabela 26. Visto que na região R2 os esforços de tensões nos semicondutores são elevados, o conversor é projetado de tal forma a limitar sua operação na região R3.

5.6.1 Cálculos pré-liminares

A operação na região R3 é garantida limitando a razão cíclica no valor mínimo de $D_{min} = 2/3$. Logo, a relação de transformação do transformador é calculado por meio da Eq. (5.4).

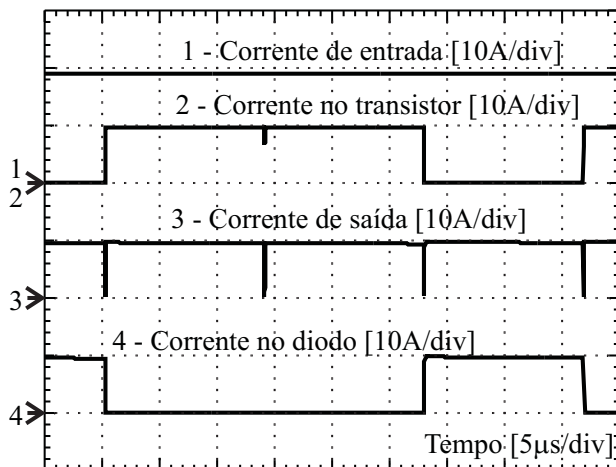


Figura 129. Correntes de entrada, de saída, no transistor e no diodo no conversor push-pull CC-CC trifásico alimentado em corrente para $D = 1/3$.

Tabela 26. Especificações de projeto

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (E_i)	: 100~75 VDC
Tensão de saída (V_o)	: 125 VDC
Potência de saída (P_o)	: 650 W
Frequência de comutação (f_s)	: 42 kHz
Ondulação de corrente em L ($\% \Delta I_L$)	: 20 %
Ondulação de tensão em C_o ($\% \Delta V_o$)	: 0,2 %

$$N_T = \frac{2E_{imax}}{3V_o(1 - D_{min})} = \frac{2 \cdot 100}{3 \cdot 125 \cdot (1 - 1/3)} = 1,6$$

Logo, o valor máximo da razão cíclica para esta relação de transformação é:

$$D_{max} = 1 - \frac{2E_{imax}}{3N_T V_o} = 1 - \frac{2 \cdot 75}{3 \cdot 1,6 \cdot 125} = 0,75$$

Os esforços de corrente nos diferentes ramos do circuito são calculados utilizando o valor sobre-dimensionado da corrente de carga, a qual é determinada incluindo o rendimento do conversor. Assim, assumindo um rendimento de $\eta = 95 \%$ tem-se:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o \eta} = \frac{650}{125 \cdot 0,95} = 5,47 \text{ A}$$

Uma vez conhecidos N_T , D_{max} e D_{min} se procede ao cálculo dos valores parametrizados dos esforços de tensões e correntes no circuito, os quais são listados na Tabela 27.

Tabela 27. Esforços de tensão e corrente

Parâmetro	Valor	
E_i	: 100 VDC	75 VDC
V_o	: 125 VDC	
I_o	: 5,47 A	
D	: 2/3	0,75
$\overline{I_L}$: 1,25	1,67
$\overline{\Delta I_L}$: 0	0,05
$\overline{I_{Cef}}$: 0	0,577
$\overline{I_{Tpef}}$: 0,510	0,651
$\overline{I_{Tsef}}$: 0,577	0,667
$\overline{\Delta V_o}$: 0	0,082

5.6.2 Indutor

A ondulação e o valor médio da corrente no indutor, conforme mostra a Tabela 26, apresenta seus valores máximos para razão cíclica máxima (D_{max}). Logo, o produto de áreas, dada pela Eq. (5.40), considerando o rendimento do conversor resulta na seguinte expressão:

$$A_p = \frac{P_o \cdot 10}{2J_{max}B_{max}f_s k_w \eta} \overline{\Delta I_L} \left(\frac{2}{\% \Delta I_L} + 1 \right) \overline{I_L} \quad [\text{cm}^4]$$

onde P_o , f_s , J_{max} , e B_{max} são dadas em [W], [kHz], [A/cm²], e

[T], respectivamente. Substituindo os valores correspondentes dos parâmetros envolvidos e utilizando $J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$, $B_{max} = 0,25 \text{ T}$, $k_w = 0,7$ e $\eta = 95 \%$ tem-se:

$$A_p = \frac{650 \cdot 10}{2 \cdot 350 \cdot 0,25 \cdot 42 \cdot 0,7 \cdot 0,95} 0,5 \cdot 11 \cdot 1,67 = 1,22 \text{ cm}^4$$

O valor da indutância é calculada através da Eq. (5.16).

$$L_f = \frac{V_o \overline{\Delta i_L(D_{max})}}{f_s \Delta i_L} = \frac{125 \cdot 0,05}{42000 \cdot 9,13 \cdot 0,2} = 81,4 \text{ } \mu\text{H}$$

Com base nestes resultados são obtidas as especificações construtivas do indutor dadas na Tabela 28, cujo entreferro δ é calculado da seguinte forma:

$$\delta = \frac{N_{esp} \mu_o}{B_{max}} I_L (1 + 0,5 \Delta I_L) = \frac{16 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,25} 9,13 \cdot 1,1 = 0,8 \text{ mm},$$

onde N_{esp} é o número de espiras da bobina do indutor.

Tabela 28. Especificações do indutor

Componente	Descrição
Núcleo	: NEE-42/21/20/IPR12
Bobina	: 16 espiras de 26 fios 27AWG
	: $\delta = 0,8 \text{ mm}$

5.6.3 Transformador Trifásico

O produto de áreas do transformador dada pela Eq. (5.35), considerando o rendimento do conversor resulta em:

$$A_p = \frac{P_o(1-D) \cdot 10}{J_{max} B_{max} f_s k_w \eta} (\overline{I_{Tpef}} N_T + \overline{I_{Tsef}}) [\text{cm}^4]$$

onde P_o , f_s , J_{max} , e ΔB são dadas em [W], [kHz], [A/cm²], e [T], respectivamente. Substituindo e utilizando $J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$,

$B_{max} = 0,25 \text{ T}$, $k_w = 0,4$, $\eta = 95 \%$ e $D = 2/3$ tem-se:

$$A_p = \frac{650 \cdot 10}{3 \cdot 350 \cdot 0,25 \cdot 42 \cdot 0,4 \cdot 0,95} (0,651 \cdot 1,6 + 0,667) = 2,7 \text{ cm}^4$$

Com base ao produto das áreas obtido é escolhido o núcleo adequado e, na sequência, são obtidas as especificações construtivas dadas na Tabela 29.

Tabela 29. Especificações do transformador trifásico

Componente	Descrição
Núcleo	: NEE-55/28/21/IPR12
Bobina primária	: 12 espiras de 5 fios 22AWG
Bobina secundária	: 16 espiras de 5 fios 22AWG

5.6.4 Capacitor de saída

A capacitância segundo a Eq. (5.25) pode ser expressa da seguinte forma:

$$C_o = \frac{\overline{\Delta V_o}}{\% \Delta V_o} \frac{P_o}{V_o^2 f_s \eta}$$

A ondulação de tensão é máximo para tensão de entrada mínima, conforme mostra a Tabela 27. Logo, substituindo os valores correspondentes tem-se:

$$C_o = \frac{0,083}{0,002} \frac{650}{125^2 \cdot 42000 \cdot 0,95} = 43,2 \text{ } \mu\text{F}$$

A corrente eficaz no capacitor, de forma similar que na ondulação de tensão, é máxima quando a tensão de entrada é mínima. Assim, utilizando a Eq. (5.31) tem-se:

$$I_{Cef} = I_o \overline{I_{Cef}} = 5,47 \cdot 0,577 = 3,15 \text{ A}$$

Com base nestes resultados empregam-se dois capacitores eletrolíticos em paralelo de $1000 \text{ } \mu\text{F}/200 \text{ V}$ manufaturados por EPCOS com código B43501.

5.6.5 Semicondutores

A tensão nos interruptores e nos diodos, segundo as Eq. (5.41) e (5.42), são 300 V e 188 V, respectivamente. Em função destes valores são especificados os semicondutores listados na Tabela 30.

Tabela 30. Especificações dos semicondutores

Semicondutor	Descrição
Interruptores SPP20N60S5	: Cool-MOS, 600 V, 20 A, $R_{on} = 0,19 \Omega$
Diodos SDT10S60	: SiC-Schottky, 600 V, 10 A, $V_F = 1,7$ V

5.6.6 Circuito de comando

Os sinais de comando são gerados por meio do módulo DSP TMS320LF2407 e são aplicados aos transistores através de um circuito de comando não isolado.

O circuito esquemático do protótipo experimental é mostrado na Figura 130, onde pode-se observar que foi empregado um circuito grampeador semi-dissipativo nos interruptores, composto pelos seguintes dispositivos: R1, C3, D4-D6. Nos diodos foram utilizados circuitos amortecedores conformados pelos dispositivos: R11-R13 e C4-C6.

5.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nas Figuras 131 e 132 são mostrados os resultados experimentais correspondentes a tensão de entrada de 75 V, tensão de saída de 100 V, e potência de carga de 690 W ($I_o = 6,9$ A). Os resultados mostram que a frequência da onda de corrente na entrada e na saída é o triplo da frequência de comutação. A amplitude da corrente no transistor S1 varia entre 1/2 e 1/3 da corrente no indutor. A amplitude da corrente através do diodo D1 é igual à corrente de saída. O diodo D1 é bloqueado quando o interruptor S1 entra em condução. A tensão de bloqueio do interruptor em regime é 252 V ($\approx 3N_T V_o/2$). A tensão máxima de bloqueio do diodo em regime D1 é 150 V ($\approx 3V_o/2$). A ondulação

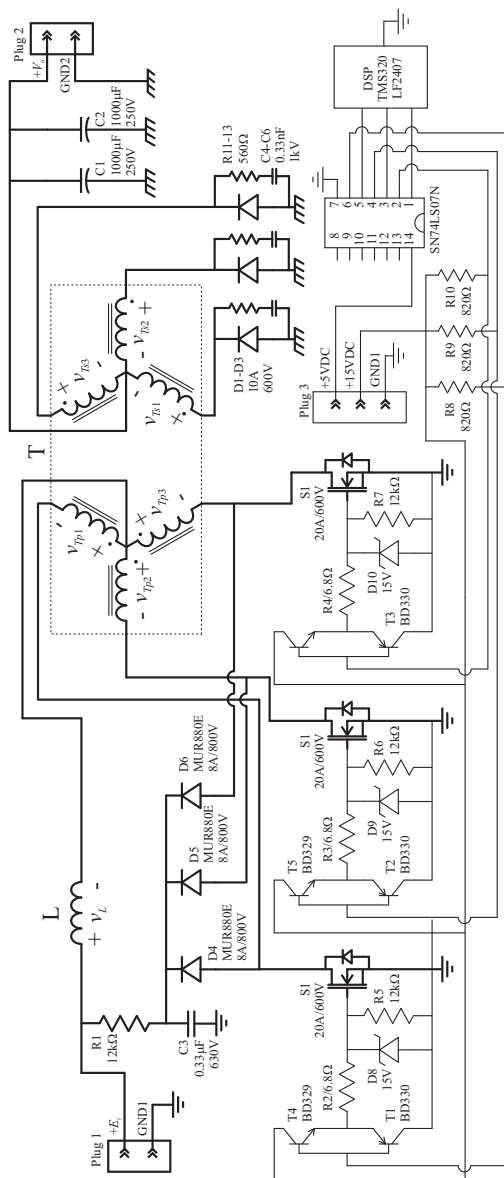


Figura 130. Circuito esquemático do protótipo de laboratório.

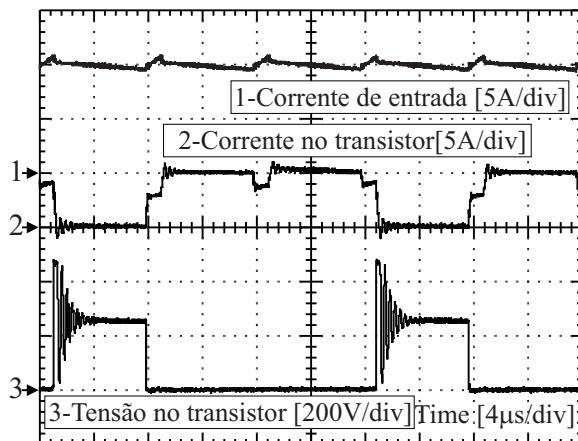


Figura 131. Corrente de entrada, e corrente e tensão no interruptor para $D = 0,705$, $E_i = 75$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 690$ W.

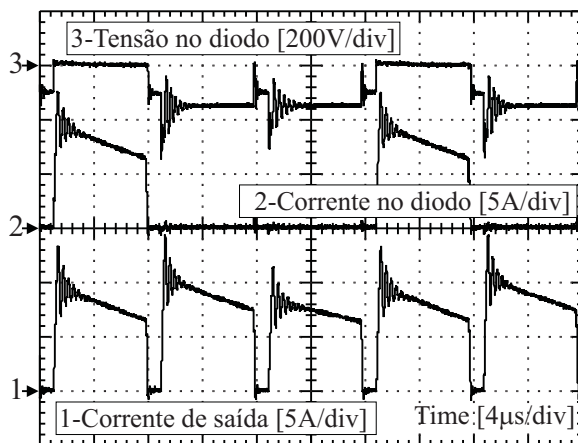


Figura 132. Corrente de saída, e corrente e tensão no diodo para $D = 0,705$, $E_i = 75$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 690$ W.

de corrente no indutor é aproximadamente 1,1 A e representa 11,1 % da corrente media no indutor. Este valor encontra-se dentro do valor especificado no projeto.

As formas de onda experimentais do conversor operando na região R2 são mostradas nas Figuras 131 e 132, cujas condições de ensaio

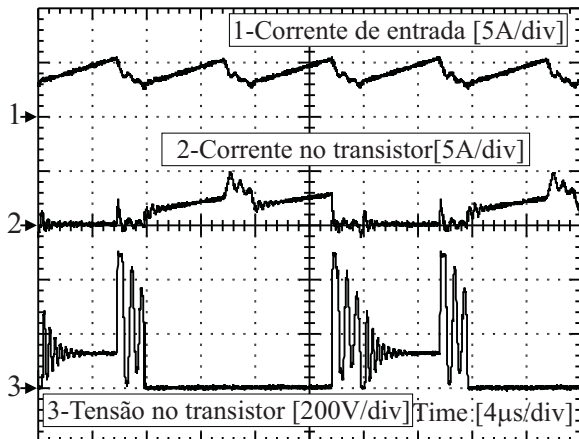


Figura 133. Corrente de entrada, e corrente e tensão no interruptor para $D = 0,573$, $E_i = 75$ V, $V_o = 48$ V and $P_o = 261$ W.

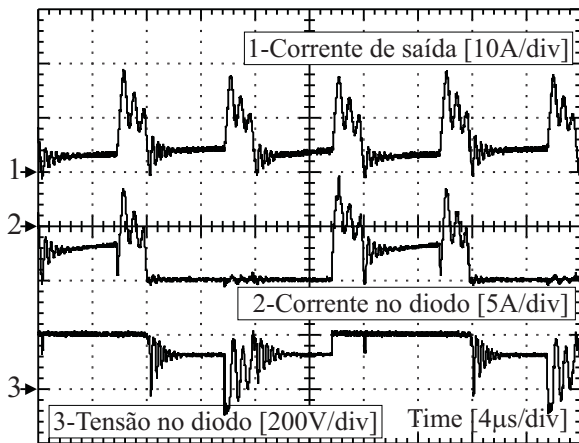


Figura 134. Corrente de saída, e corrente e tensão no diodo para $D = 0,573$, $E_i = 75$ V, $V_o = 48$ V and $P_o = 261$ W.

foram: tensão de entrada de 75 V, tensão de saída de 48 V, e potência de carga de 261 W. A frequência das correntes de entrada e de saída continuam sendo o triplo da frequência de comutação. A amplitude da corrente no transistor S1 varia entre 1 e 1/2 da corrente no indutor. A corrente de saída tornou-se contínua, mas pulsada e cuja

relação entre suas amplitudes é $1/4$. A relação entre as amplitudes da corrente através do diodo D1 é aproximadamente $1/2$. O acionamento de S1 implica no bloqueio de D1. A tensão oscilante no interruptor e no diodo impedem de medir com exatidão suas tensões de bloqueio em regime permanente. Contudo, percebe-se que a oscilação ocorre no dobro da tensão de bloqueio de menor valor, cujos valores respectivos são 122 V e 75 V, aproximadamente. A ondulação de corrente no indutor é aproximadamente 2,3 A, cujo valor parametrizado é 0,16.

5.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado qualitativa e quantitativamente o conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente. As principais expressões matemáticas para o dimensionamento do conversor foram desenvolvidas. Com base nestas equações foi realizado um exemplo de projeto do conversor proposto, o qual foi empregado para validar o estudo teórico apresentado. Os resultados experimentais confirmam a operação do conversor nas regiões R2 e R3. Os valores medidos de tensões e correntes se apresentam próximas às descritas teoricamente. Logo as seguintes conclusões são feitas:

- O conversor é elevador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de $E_i/2N_T$ a ∞ , a qual corresponde a faixa de razão cíclica de $1/3$ a 1 ;
- A operação do conversor segundo os estados dos interruptores é dividida em três regiões, sendo somente admitida a operação nas regiões R2 e R3;
- Na região R3, o conversor apresenta as melhores características como: ganho estático do tipo boost, tensões baixas de bloqueio nos interruptores ($3N_TV_o/2$) e nos diodos ($3V_o/2$);
- A operação na região R2, embora que a tensão de bloqueio dos interruptores seja alta, a corrente de saída se torna contínua, reduzindo o esforço de filtragem na entrada do conversor;
- O valor da frequência das tensões e correntes nos filtros é o triplo da frequência de comutação;
- O transformador flyback proporciona uma alta impedância no lado de entrada. Logo, o transformador trifásico não apresenta problemas de saturação devido a produtos volts-segundos desiguais aplicados nas suas bobinas;
- O transformador trifásico apresenta-se compacto e leve, portanto diminui o espaço ocupado e ajuda à redução do peso o circuito;
- A operação com razão cíclica de $2/3$ causa o cancelamento da ondulação de corrente no indutor. Além disso, proporcionam teoricamente correntes de entrada e de saída contínuas; no entanto, na prática existe uma ondulação de alta frequência na corrente de saída causada pela corrente de magnetização do transformador trifásico;

- A distribuição das correntes tanto de entrada quanto de saída através de três semicondutores permite um maior processamento de potência, distribuição das perdas, e melhor dissipação de calor;
- A corrente de magnetização do transformador trifásico origina desigualdade na distribuição instantânea da corrente na entrada, assim como incrementa a ondulação da corrente na saída. Contudo, os valores médios das correntes nos semicondutores permanecem equilibradas.

6 CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO DE WEINBERG

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o estudo qualitativo e quantitativo da versão trifásica do conversor de Weinberg, o qual é denominado de conversor CC-CC trifásico de Weinberg. Com base às equações desenvolvidas ao longo do capítulo é realizado um exemplo de projeto do conversor proposto. Na sequência são adquiridos os resultados experimentais, para finalmente, apresentar as principais conclusões deste capítulo.

6.2 O CONVERSOR

O conversor CC-CC trifásico de Weinberg mostrado na Figura 135 é um conversor elevador/abaixador de tensão com entrada em corrente e saída em tensão. A topologia é constituída pelos seguintes dispositivos: um par de indutores acoplados (transformador flyback), um capacitor, um transformador trifásico, três interruptores, e quatro diodos.

O transformador flyback e o capacitor são dispositivos armazenadores de energia. A bobina secundária do transformador flyback, de igual forma que no conversor clássico de Weinberg, tem a função de transferir a energia acumulada neste dispositivo para carga durante o período em que todos os interruptores são bloqueados. O transformador trifásico é constituído por três pares de bobinas montadas num único núcleo e tem como função proporcionar isolamento em alta frequência. Além disso, este dispositivo permite a adequação das tensões e correntes nos níveis apropriados.

A tensão na saída, a qual pode variar teoricamente na faixa de $0 \leq V_o < \infty$, é regulada por meio da razão cíclica, que é aplicada aos interruptores e cuja faixa de operação é de 0 a 100 %. O diodo D4 é encarregado de regular a transferência da energia armazenada no transformador flyback para razões cíclicas menores que 1/3. Os diodos em série com as bobinas secundária do transformador trifásico retificam a tensão induzida nestas bobinas, além disso, garantem o fluxo unidirecional de energia no circuito, sendo este da fonte de entrada para a carga.

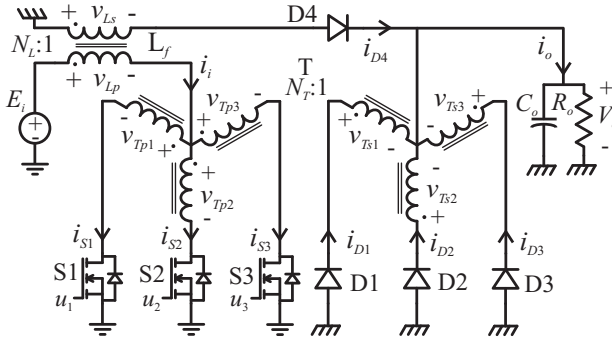


Figura 135. Conversor CC-CC trifásico de Weinberg.

6.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na descrição do princípio de operação do conversor são adotadas as seguintes considerações:

- O conversor encontra-se operando em regime permanente;
- Todos os semicondutores são considerados ideais;
- A capacitância do filtro capacitivo é o suficientemente grande tal que a tensão de saída é considerada constante;
- O transformador flyback é ideal, isto é, a resistência das bobinas é desprezível e o acoplamento unitário;
- No transformador trifásico, o acoplamento entre as bobinas é perfeito, as resistências das bobinas são desprezíveis, e a indutância de magnetização é o suficientemente grande tal que a corrente de magnetização é insignificante; e
- Os interruptores são comandados de forma simétrica, através de sinais de gatilho trifásicos defasados em 120° .

A operação do conversor em função da razão cíclica é dividida em três regiões de operação conforme mostrada a Tabela 31. A operação do conversor nas regiões R2 e R3 é semelhante ao conversor CC-CC trifásico push-pull alimentado em corrente (Capítulo 5), visto que o diodo D4 permanece bloqueado o tempo todo nestas regiões. Na região R1, o tempo de condução dos interruptores é menor que $1/3$ do período

Tabela 31. Regiões de operação do conversor CC-CC isolado de Weinberg

Região	Razão cíclica	Sobreposição
R1	$0 \leq D < 1/3$	Nenhum
R2	$1/3 \leq D < 2/3$	Dois interruptores
R3	$2/3 \leq D < 1$	Três interruptores

de comutação, consequentemente, existem intervalos de tempo onde todos os interruptores estão bloqueados, originando a transferência de energia através da bobina secundária do transformador flyback.

Os modos de operação do conversor a serem tratados neste capítulo são o modo de condução contínua (MCC) e o modo de condução descontínua (MCD) na região R1. O modo de condução contínua significa que energia acumulada no transformador flyback não se anula ao longo do período de comutação; caso contrário, isto é se esta energia se anula e permanece assim durante um intervalo de tempo, se diz que o conversor está operando no modo de condução descontínua. O número de estados topológicos em cada modo varia, sendo seis para o MCC e nove para o MCD.

6.3.1 Operação no MCC na região R1

A saída, composto pelo capacitor e a carga, recebe energia da entrada ao longo do período de comutação, proveniente da fonte de alimentação ou da energia acumulada no transformador flyback; consequentemente, a corrente de saída é contínua. Já a corrente de entrada é descontínua visto que a fonte somente fornece energia para o circuito durante a condução dos interruptores. Nesta região a tensão de saída varia entre $0 < V_o < E_i/2N_T$.

As etapas de operação do conversor e sua respectiva sequência na região R1 são mostradas na Figuras 136 e 137. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 140.

A **1ª etapa** de operação começa no instante t_0 onde o interruptor S1 é acionado enquanto S2 e S3 permanecem bloqueados. A corrente que flui através da bobina primária da fase 1 do transformador T polariza diretamente os diodos D2 e D3. Os diodos D1 e D4 estão reversamente polarizados. A tensão de saída é aplicada nas bobinas secundárias das fases 2 e 3 do transformador trifásico ($v_{Ts2} = v_{Ts3} = -V_o$).

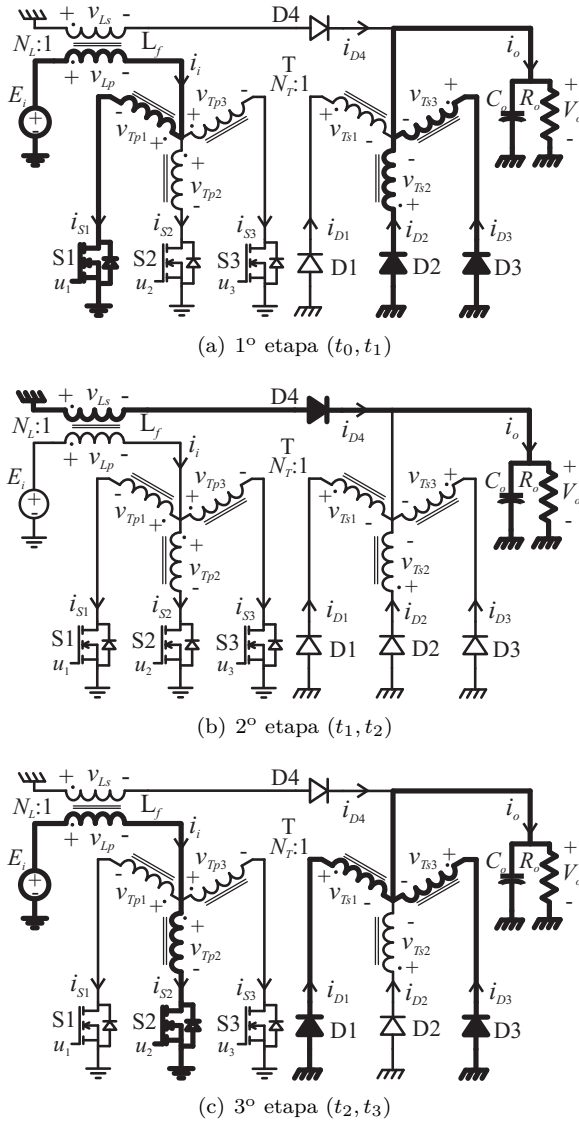


Figura 136. Etapas de funcionamento em R1 no MCC em R1.

Assim, a tensão na bobina primária ativa é $2N_T V_o$. A tensão resultante sobre o indutor é $v_L = E_i - 2N_T V_o$. A tensão aplicada nos interrup-

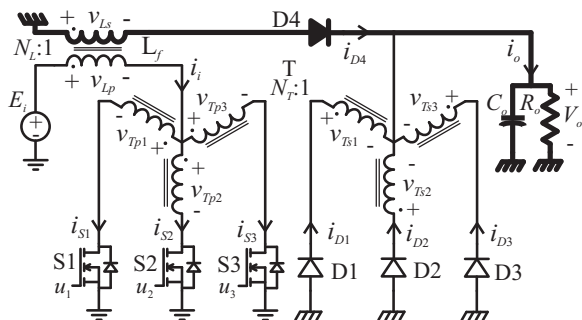
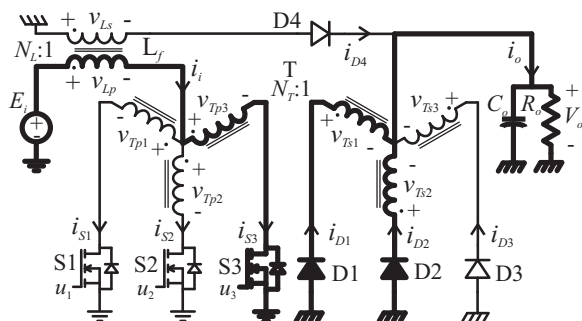
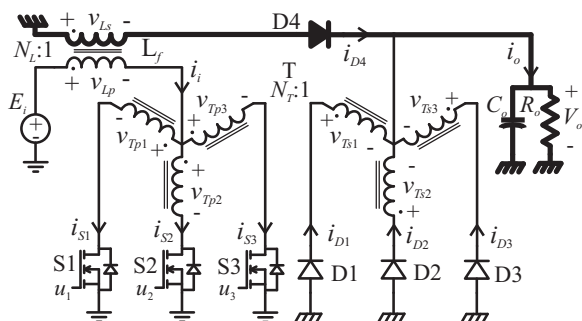
(a) 4º etapa (t_3, t_4)(b) 5º etapa (t_4, t_5)(c) 6º etapa ($t_5, t_0 + T_s$)

Figura 137. Etapas de funcionamento em R1 no MCC em R1.

tores bloqueados S2 e S3 é $3N_T V_o$. A tensão bloqueio do diodo D1 é $3V_o$. O interruptor S1 conduz a corrente de magnetização i_m do trans-

formador flyback ($i_{S1} = i_m$). Logo, a corrente nos diodos D2 e D3 é $i_{D2} = i_{D3} = N_T i_m$. A relação entre as corrente de entrada e de saída é $2N_T i_i = i_o$. O circuito equivalente desta etapa que inclui o modelo simplificado do transformador flyback é mostrado na Figura 138.

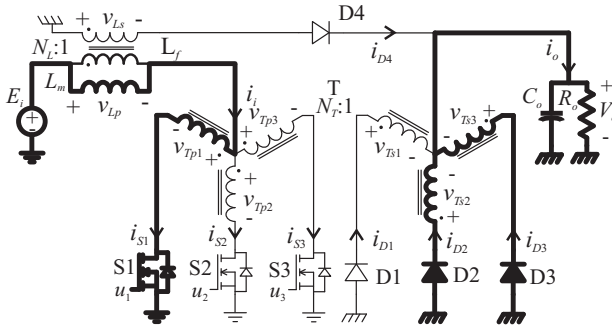


Figura 138. Circuito equivalente para a 1ª etapa de operação em R1.

A 2ª etapa de operação começa no instante t_1 quando o interruptor S1 é bloqueado. Os interruptores S2 e S3 continuam bloqueados. O diodo D4 é polarizado diretamente. A tensão de saída é aplicada na bobina secundária do transformador flyback ($v_{Ls} = -V_o$). Logo, a energia acumulada em forma de campo magnético no transformador flyback é transferida para a carga por meio da bobina secundária e o diodo D4 ($i_{D4} = N_L i_m$). Durante esta etapa, a fonte de entrada não fornece energia para o circuito ($i_i = 0$). O circuito equivalente que considera a indutância de magnetização do transformador flyback para a segunda etapa é mostrada na Figura 139.

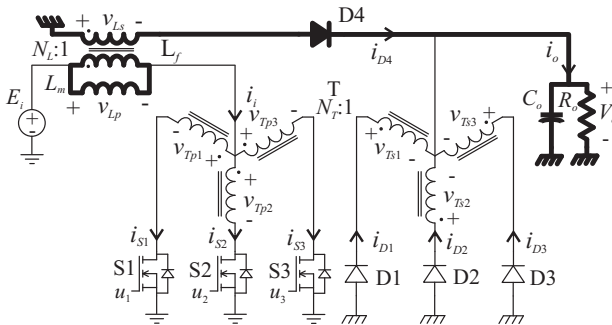


Figura 139. Circuito equivalente para a 2ª etapa de operação em R1.

A **3ª** e **5ª etapas** de operação são semelhantes à 1ª com a diferença que os semicondutores acionados variam conforme a etapa, sendo acionados S2, D1 e D3 na 3ª etapa, enquanto que na 5ª etapa são acionados S3, D1 e D2. Já na **4ª** e **6ª etapa** o conversor apresenta o mesmo estado presente na 2ª etapa. Comparando as etapas de operação se verifica que o armazenamento de energia no transformador flyback ocorre nas etapas ímpares, enquanto que a transferência desta se dá nas etapas pares.

Os valores de tensões e correntes no circuito ao longo de um período de comutação são mostradas na Tabela 32. Com base nestes valores é possível desenhar as principais formas de onda no circuito mostradas na Figura 140. A forma de onda da corrente de saída do conversor mostra que o armazenamento de energia no capacitor ocorre entre a segunda metade de uma etapa ímpar e a primeira metade de uma etapa par.

6.3.2 Operação no MCD em R1

Neste modo a energia acumulada no transformador flyback se anula durante a etapa de transferência que corresponde às etapas pares no MCC, permanecendo assim durante um intervalo de tempo. Isto dá origem a três novas etapas, porém de um mesmo estado topológico o qual é mostrado na Figura 141. Durante este estado a energia consumida pela carga é fornecida unicamente pelo capacitor.

As formas de onda da corrente na entrada e na saída do conversor que correspondem a este modo são mostradas na Figura 142. A 1ª, 4ª e 7ª etapas correspondem às etapas de armazenamento, enquanto que a 2ª, 5ª e 8ª etapas correspondem à etapa de transferência. As etapas restantes correspondem à etapa neutra. Neste modo, tanto a corrente de entrada como a corrente de saída são descontínuas.

6.4 ANÁLISE MATEMÁTICA

Nesta seção são obtidas as expressões matemáticas dos principais esforços de tensão e corrente em regime permanente no conversor para o modo de condução contínua na região R1. Para tal são utilizadas as informações contidas na Tabela 32 e na Figura 140.

No equacionamento dos valores eficazes das correntes nos diferentes ramos do circuito é desconsiderada a ondulação de corrente em

Tabela 32. Tensões e correntes no conversor em R1

	1ª etapa	2ª etapa	3ª etapa	4ª etapa	5ª etapa	6ª etapa
v_{Tp1} :	$2N_T V_o$	0	$-N_T V_o$	0	$-N_T V_o$	0
v_{Tp2} :	$-N_T V_o$	0	$2N_T V_o$	0	$-N_T V_o$	0
v_{Lp} :	$E_i - 2N_T V_o$	$-N_L V_o$	$E_i - 2N_T V_o$	$-N_L V_o$	$E_i - 2N_T V_o$	$-N_L V_o$
v_{S1} :	0	$E_i + N_L V_o$	$3N_T V_o$	$E_i + N_L V_o$	$3N_T V_o$	$E_i + N_L V_o$
v_{S2} :	$3N_T V_o$	$E_i + N_L V_o$	0	$E_i + N_L V_o$	$3N_T V_o$	$E_i + N_L V_o$
v_{D1} :	$-3V_o$	$-V_o$	0	$-V_o$	0	$-V_o$
v_{D2} :	0	$-V_o$	$-3V_o$	$-V_o$	0	$-V_o$
i_{S1} :	i_m	0	0	0	0	0
i_{S2} :	0	0	i_m	0	0	0
i_{D1} :	0	0	$N_T i_m$	0	$N_T i_m$	0
i_{D2} :	$N_T i_m$	0	0	0	$N_T i_m$	0

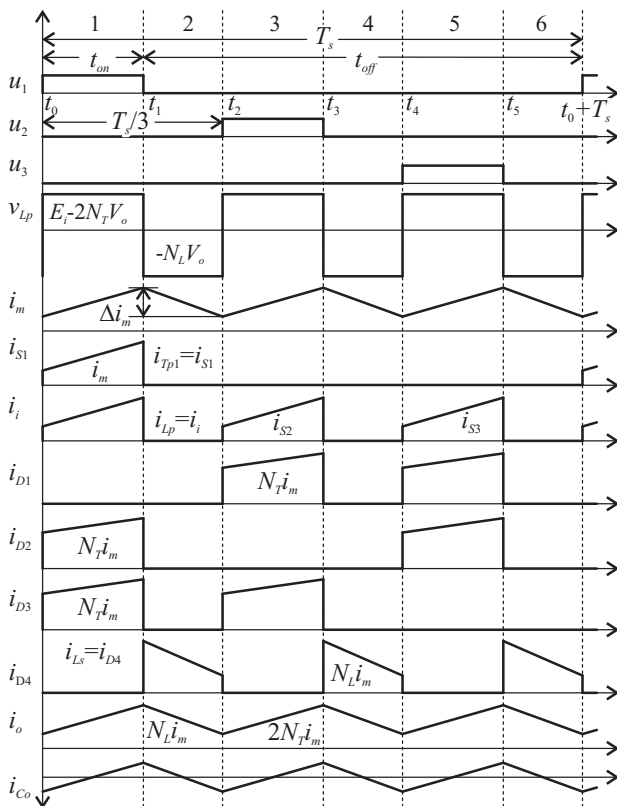


Figura 140. Principais formas de onda no MCC em R1.

alta frequência, isto é, considera-se que o transformador flyback possui indutância de magnetização infinita.

As expressões matemáticas dos esforços de corrente e tensão nas regiões R2 e R3 foram transcritas do Capítulo 5.

6.4.1 Ganho estático no MCC

A expressão matemática do ganho estático no MCC é obtida a partir do cálculo da tensão média numa das bobinas do transformador flyback, cujo valor em regime permanente é zero. Visto que a operação do conversor é simétrica, o cálculo do valor médio é realizado num terço do período de comutação.

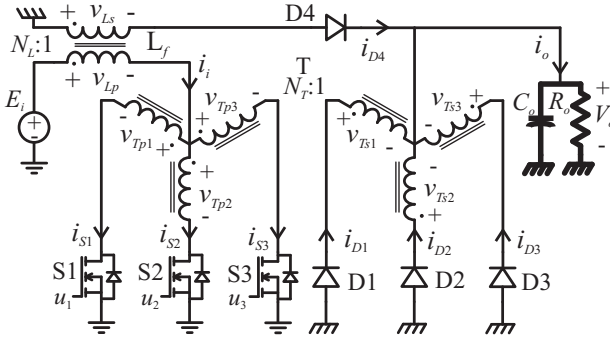


Figura 141. Estado topológico neutro: sem transferência nem armazenamento de energia nos indutores.

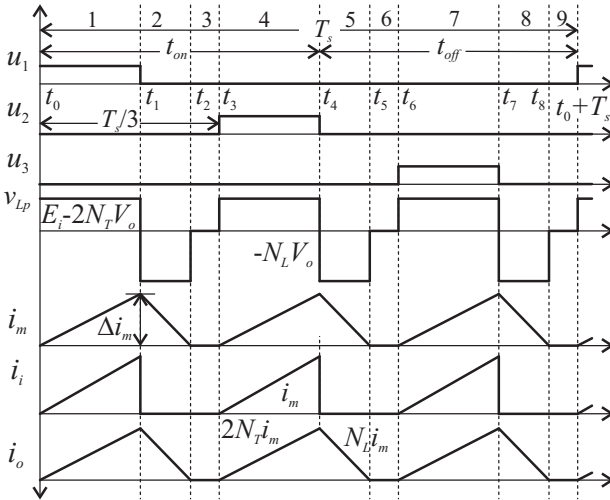


Figura 142. Corrente de entrada e de saída no MCD em R1.

$$V_L = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} v_L dt = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} v_L dt = 0 \quad (6.1)$$

Substituindo a tensão e os tempos correspondentes tem-se:

$$(E_i - 2N_T V_o) t_{on} - N_L V_o \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} \right) = 0 \quad (6.2)$$

Resolvendo a Eq. (6.2) obtém-se:

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{3D}{N_L + 3(2N_T - N_L)D} \quad (6.3)$$

A Eq. (6.3) é expressão do ganho estático do conversor no MCC em R1, a qual mostra que o ganho estático é função não linear da razão cíclica. Entretanto, nota-se que a expressão se torna linear para a relação $N_L = 2N_T$. Assim, o ganho estático no MCC para $N_L = 2N_T$ é dada por:

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{E_i} = \begin{cases} \frac{3D}{2N_T} & \text{para R1} \\ \frac{1}{N_T} \frac{2}{7-9D} & \text{para R2} \\ \frac{2}{3N_T} \frac{1}{1-D} & \text{para R3} \end{cases} \quad (6.4)$$

onde as equações para as regiões R2 e R3 foram transcritas da Eq. (5.4). A representação gráfica do ganho estático no MCC é mostrada na Figura 143.

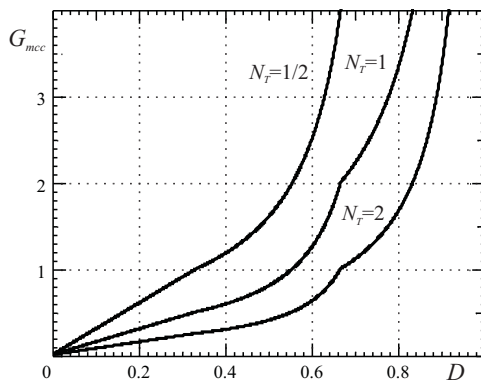


Figura 143. Ganho estático do conversor CC-CC trifásico de Weinberg no MCC.

6.4.2 Ganho estático no modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua, a energia fornecida pela fonte é:

$$W_i = 3 \frac{1}{2} E_i I_{mp} t_{on} \quad (6.5)$$

A corrente de pico é:

$$I_{mp} = \frac{E_i - 2N_T V_o}{L_m} t_{on} \quad (6.6)$$

Trabalhando as equações anteriores tem-se:

$$W_i = \frac{3}{2} \frac{E_i - 2N_T V_o}{L_m} E_i t_{on}^2 \quad (6.7)$$

A energia consumida pela carga durante um período de comutação é:

$$W_o = P_o T_s = V_o I_o T_s \quad (6.8)$$

Idealmente a energia consumida pela carga e a energia fornecida pela fonte num período de comutação são iguais ($W_i = W_o$). Logo, igualando as Eqs. (6.7) e (6.8) e, em seguida, agrupando-as se obtém o ganho estático do conversor no MCD dada por:

$$G_{mcd} = \begin{cases} \frac{3}{2} \frac{D^2}{\overline{I_o} + 3N_T D^2} & \text{para R1} \\ \frac{1}{N_T} \frac{2N_T(3D-1)^2 + 8\overline{I_o}}{N_T(3D-1)^2 + 16\overline{I_o}} & \text{para R2} \\ \frac{N_T(3D-2)^2 + 12\overline{I_o}}{2N_T\overline{I_o}} & \text{para R3} \end{cases} \quad (6.9)$$

onde $\overline{I_o}$ é a corrente parametrizada ($\overline{I_o} = I_o L_m / T_s E_i$).

6.4.3 Característica externa

Utilizando as expressões do ganho estático nos modos de condução contínua e descontínua, dadas pelas Eqs. (6.4) e (6.9), é levantado a curva da característica externa do conversor em função da corrente de carga parametrizada, a qual é mostrada na Figura 144. As curvas foram obtidas para relação de transformação unitária $N_T = 1$.

Na região crítica a corrente parametrizada de carga é dada pela seguinte expressão:

$$\overline{I_o} = N_T(1 - 3D)D \quad (6.10)$$

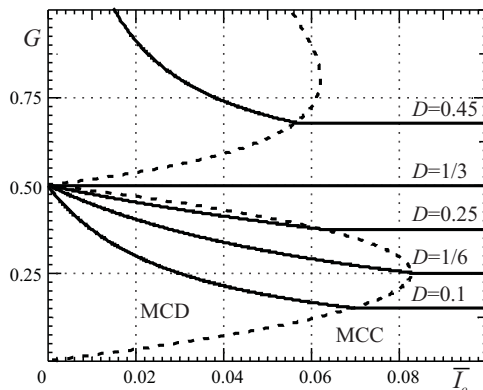


Figura 144. Característica externa do conversor CC-CC trifásico de Weinberg para $N_T = 1$.

Logo, o ponto mais crítico na curva de característica externa ocorre para $D = 1/6$, onde a corrente de carga parametrizada é máxima, conforme pode-se verificar na Figura 144.

6.4.4 Ondulação da corrente de magnetização no transformador flyback

A operação do conversor no modo de condução contínua encontra-se em função da energia acumulada em forma de campo magnético no transformador flyback, o qual deve manter fluxo contínuo de corrente durante a etapa de transferência. Assim, o modo de condução contínua é garantido através de um fluxo magnético contínuo cuja imagem é a corrente de magnetização.

A amplitude da ondulação de corrente na indutância de magnetização do transformador flyback, em regime permanente, é determinada pela seguinte expressão:

$$\Delta I_m = \frac{1}{L_m} \int_{t_0}^{t_1} v_{Lp} dt = (E_i - 2N_T V_o) \frac{t_{on}}{L_m} \quad (6.11)$$

No MCC, a tensão de entrada pode ser expressa em função da tensão de saída e a razão cíclica. Substituindo o ganho estático dado pela Eq. (6.4), considerando a relação $N_L = 2N_T$, tem-se:

$$\overline{\Delta I_m} = \frac{\Delta I_L L}{V_o T_s} = \begin{cases} N_L \frac{1-3D}{3} & \text{para R1} \\ N_T \frac{(2-3D)(3D-1)}{2} & \text{para R2} \\ N_T \frac{(3D-2)(1-D)}{2} & \text{para R3} \end{cases} \quad (6.12)$$

A Eq.(6.12) é a expressão parametrizada da ondulação de corrente de magnetização no transformador flyback no MCC em condições ideais. Utilizando esta equação é traçada a curva para $N_T = 1$ e mostrada na Figura 145, onde se observa que a curva se anula para razão cíclica de $1/3$ e $2/3$.

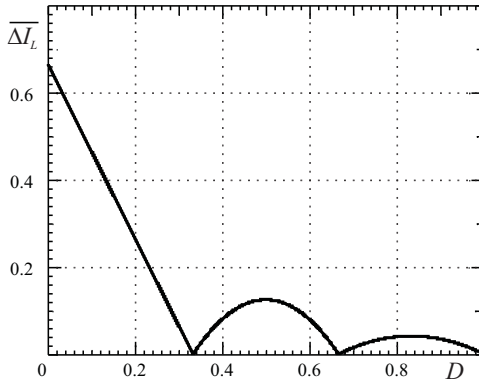


Figura 145. Ondulação de corrente parametrizada no transformador flyback no MCC.

6.4.5 Corrente média de magnetização no transformador flyback

A expressão matemática para o cálculo do valor médio da corrente através do indutância de magnetização do transformador flyback é obtida da expressão do valor médio da corrente na saída.

$$I_o = \frac{3}{T_s} \left(2N_T I_m t_{on} + N_L I_m \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (6.13)$$

Resolvendo tem-se:

$$\frac{I_m}{I_o} = \frac{1}{N_L + 3D(2N_T - N_L)} \quad (6.14)$$

A Eq. (6.14) torna-se linear para a relação $N_L = 2N_T$.

$$\frac{I_m}{I_o} = \frac{1}{N_L} \quad (6.15)$$

6.4.6 Correntes eficazes no transformador flyback

O valor eficaz das correntes nas bobina primária e secundária no transformador flyback são calculadas através das seguintes equações:

$$I_{Lpef}^2 = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} i_{Lp}^2 dt \quad (6.16)$$

$$I_{Lsef}^2 = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} i_{Ls}^2 dt \quad (6.17)$$

A solução das equações anteriores resulta em:

$$I_{Lpef} = I_m \sqrt{3D} \quad (6.18)$$

$$I_{Lsef} = N_L I_m \sqrt{1 - 3D} \quad (6.19)$$

Da substituição da Eq. (6.15) em (6.18) e (6.19) são obtidas as expressões parametrizadas das correntes eficazes nas bobinas primária e secundária do transformador flyback para a relação $N_L = 2N_T$.

$$\overline{I_{Lpef}} = \frac{I_{Lpef}}{I_o} = \frac{\sqrt{3D}}{2N_T} \quad (6.20)$$

$$\overline{I_{Lsef}} = \frac{I_{Lsef}}{I_o} = \sqrt{1 - 3D} \quad (6.21)$$

6.4.7 Correntes eficazes no transformador

O valor eficaz da corrente que flui através da bobina primária do transformador trifásico, conforme mostra a Figura 140, é calculada da seguinte forma:

$$I_{T_{pef}}^2 = \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{Tp}^2 dt = \frac{1}{T_s} I_m^2 t_{on} \quad (6.22)$$

Na bobina secundária a expressão da corrente eficaz é dada por:

$$I_{T_{sef}}^2 = \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{Ts}^2 dt = \frac{1}{T_s} 2(N_T I_m)^2 t_{on} \quad (6.23)$$

Da substituindo da Eq. (6.14) nas equações anteriores obtém-se:

$$\overline{I_{T_{pef}}} = \frac{I_{T_{pef}}}{I_o} = \frac{\sqrt{D}}{N_L + 3D(2N_T - N_L)} \quad (6.24)$$

$$\overline{I_{T_{sef}}} = \frac{I_{T_{sef}}}{I_o} = \frac{N_T \sqrt{2D}}{N_L + 3D(2N_T - N_L)} \quad (6.25)$$

Para a relação $N_L = 2N_T$ têm-se:

$$\overline{I_{T_{pef}}} = \frac{I_{T_{pef}}}{I_o} = \begin{cases} \frac{\sqrt{D}}{N_T} & \text{para R1} \\ \frac{\sqrt{2}}{N_T} \frac{\sqrt{1-D}}{7-9D} & \text{para R2} \\ \frac{\sqrt{2}}{3N_T} \frac{\sqrt{5-3D}}{1-D} & \text{para R3} \end{cases} \quad (6.26)$$

$$\overline{I_{T_{sef}}} = \frac{I_{T_{sef}}}{I_o} = \begin{cases} \frac{\sqrt{2D}}{2} & \text{para R1} \\ \frac{\sqrt{5-7D}}{\sqrt{7-9D}} & \text{para R2} \\ \frac{1}{3\sqrt{1-D}} & \text{para R3} \end{cases} \quad (6.27)$$

As Eqs.(6.26) e (6.27) são as expressões parametrizadas das correntes eficazes através das bobinas primárias e secundárias do transformador respectivamente, e cujas representações gráficas são mostradas na Figura 146.

6.4.8 Ondulação da tensão no Capacitor

A forma de onda da corrente no capacitor para a relação $N_L = 2N_T$ é uma onda triangular, cuja frequência é o triplo da frequência

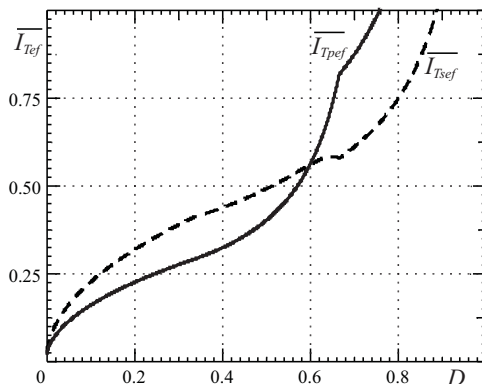


Figura 146. Correntes eficazes parametrizadas no transformador trifásico no MCC.

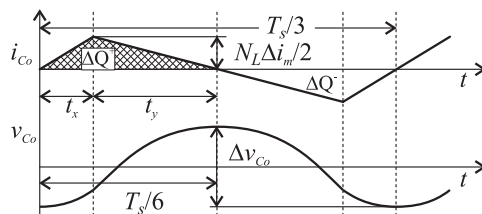


Figura 147. Corrente e a componente alternada de tensão no capacitor.

de comutação conforme mostra a Figura 140. A ondulação de tensão no capacitor causada por esta corrente é calculada através da seguinte expressão:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q^+}{C_o}. \quad (6.28)$$

A variação de carga no capacitor corresponde à área contida na semi-onda da corrente conforme mostra a Figura 147. Assim, a variação de carga positiva é dada por:

$$\Delta Q^+ = \frac{N_L \Delta I_m T_s}{24} \quad (6.29)$$

Da substituição da Eq. (6.29) em (6.28) obtém-se:

$$\Delta V_o = \frac{N_L \Delta I_m T_s}{24 C_o} = \frac{N_T \Delta I_m T_s}{12 C_o} \quad (6.30)$$

A Eq. (6.30) na forma parametrizada é dada por:

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o L_m C_o f_s^2}{V_o} = \frac{N_T \overline{\Delta I_m}}{12} = N_T^2 \frac{1 - 3D}{18} \quad (6.31)$$

A Eq.(6.31) mostra que a ondulação de tensão no capacitor é diretamente proporcional à ondulação de corrente de magnetização do transformador flyback, sendo assim a ondulação de tensão é nula para razão cíclica de 1/3 e 2/3.

6.4.9 Corrente eficaz no Capacitor C_o

O valor eficaz da corrente através do capacitor é calculado através da seguinte expressão:

$$I_{Cef}^2 = \int_0^{t_x} \left(\frac{N_L \Delta I_m}{2t_x} t \right)^2 dt + \int_{t_x}^{T_s/6} \left(-\frac{N_L \Delta I_m}{2t_y} t + N_L \Delta I_m \frac{T_s}{6t_y} \right)^2 dt \quad (6.32)$$

Resolvendo a Eq. (6.32) obtém-se:

$$I_{Cef}^2 = \frac{(N_L \Delta I_m)^2}{12} \left(\frac{T_s/6 - t_x}{t_y} \right)^2 \quad (6.33)$$

Os tempos t_x e t_y são obtidos da Figura 147.

$$t_x + t_y = \frac{T_s}{6} \quad (6.34)$$

Trabalhando as equações anteriores se tem como resultado:

$$I_{Cef} = \frac{N_L \Delta I_m}{2\sqrt{3}} = \frac{N_T \Delta I_m}{\sqrt{3}} \quad (6.35)$$

A Eq. (6.35) é a expressão matemática para o cálculo do valor eficaz da corrente através do capacitor, a qual também é proporcional à ondulação da corrente de magnetização do transformador flyback. Consequentemente, a corrente eficaz também se anula para razão cíclica de 1/3 e 2/3.

6.4.10 Produto de áreas

As expressões matemáticas para o cálculo do produto de áreas nos dispositivos magnéticos operando no modo de condução contínua na região R1 são apresentados a seguir.

6.4.10.1 Transformador trifásico

A área necessária no núcleo é:

$$A_e = \frac{2N_T V_o}{N_p \Delta B_{max}} DT_s \quad (6.36)$$

A área necessária na janela é:

$$A_w = \frac{2N_p}{J_{max} k_w} \left(I_{Tpef} + \frac{I_{Tsef}}{N_T} \right) \quad (6.37)$$

Em função da corrente de carga:

$$A_w = \frac{2N_p I_o}{J_{max} k_w N_T} (\overline{I_{Tpef}} N_T + \overline{I_{Tsef}}) \quad (6.38)$$

Assim, a expressão matemática do produto de áreas resultante considerando a variação do fluxo magnético em dois quadrantes ($\Delta B_{max} = 2B_{max}$) é dada por:

$$A_p = \frac{2P_o D}{B_{max} J_{max} f_s k_w} (\overline{I_{Tpef}} N_T + \overline{I_{Tsef}}) \quad (6.39)$$

onde a razão cíclica refere-se à condição de fluxo magnético máximo, isto é a razão num período de comutação em que o transformador é magnetizado.

6.4.10.2 Transformador flyback

A área necessária na seção transversal do núcleo magnético é determinada através de:

$$A_e = \frac{I_p L_m}{N_{Lp} \Delta B_{max}} \quad (6.40)$$

O valor de pico da corrente de magnetização no transformador

flyback no MCC é dada pela seguinte expressão:

$$I_p = I_m + \frac{\Delta I_m}{2} = \frac{\Delta I_m}{2} \left(\frac{2}{\% \Delta I_m} + 1 \right) \quad (6.41)$$

Da substituição das Eqs.(6.41) e (6.12) em (6.40) se obtém a Eq. (6.42).

$$A_e = \frac{\overline{\Delta I_L} V_o}{2 N_{Lp} B_{max} f_s} \left(\frac{2}{\% \Delta I_L} + 1 \right) \quad (6.42)$$

A área ocupada pelos condutores, que define a area necessária na janela, é determinada através de:

$$A_w = \frac{N_{Lp} I_o}{J_{max} k_w} \left(\overline{I_{Lpef}} + \frac{\overline{I_{Lsef}}}{N_L} \right) \quad (6.43)$$

Finalmente, a expressão matemática do produto de áreas do transformador flyback é dada pela Eq. (6.44).

$$A_p = \frac{P_o}{2 J_{max} B_{max} f_s k_w} \overline{\Delta I_L} \left(\frac{2}{\% \Delta I_L} + 1 \right) \left(\overline{I_{Lpef}} + \frac{\overline{I_{Lsef}}}{N_L} \right) \quad (6.44)$$

6.5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Nesta seção é realizada a validação da teoria apresentada até o momento, a qual é feita mediante resultados obtidos no simulador numérico PSIM. O circuito de simulação utilizado é mostrado na Figura 148. As especificações de simulação são listadas na Tabela 33. No circuito de simulação foi preciso o uso de um circuito grampeador para limitar a tensão nos interruptores, causada pelas indutâncias de dispersão do transformador trifásico. Estes últimos parâmetros foram requeridos pelo modelo do transformador no simulador.

As principais formas de onda das correntes e tensões no conversor CC-CC isolado trifásico de Weinberg, operando na região R1, são mostradas nas Figuras 149, 150 e 151, onde é possível verificar que as formas de onda apresentam-se próximas às descritas teoricamente.

Os resultados obtidos através da simulação são: tensão de saída de 35,9 V, ondulação de tensão em C de 0,215 V, corrente média na carga de 18 A, ondulação de corrente em L_m de 1,40 A, correntes eficazes no transformador flyback de 7,61 A na bobina primária e 9,50 A

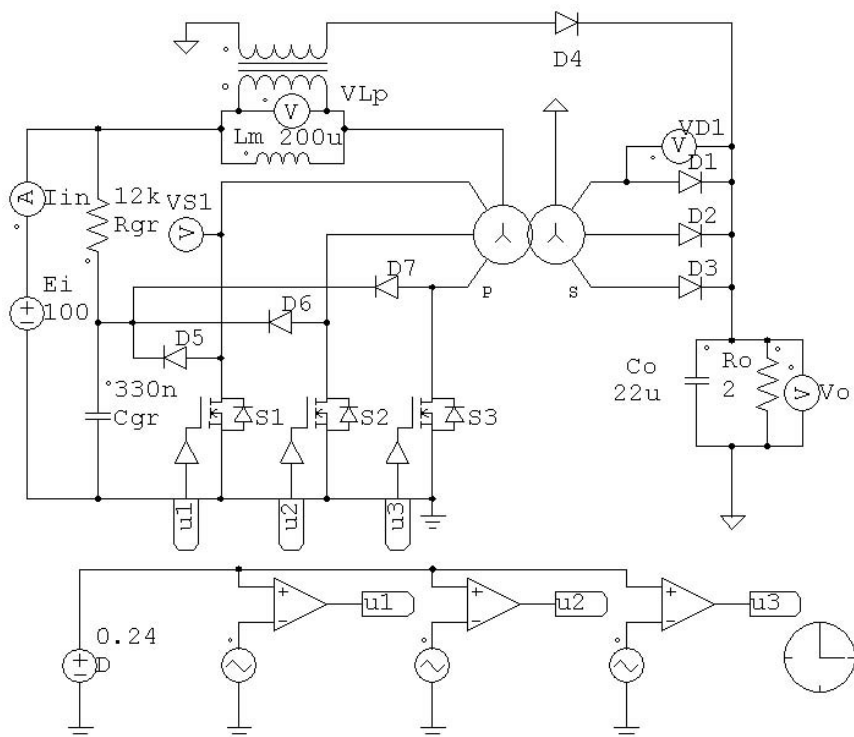


Figura 148. Circuito de simulação no PSIM do conversor CC-CC trifásico alimentado em corrente.

na bobina secundária, corrente eficaz em C de 0,835 A, correntes eficazes no transformador de 4,40 A na bobina primária e de 6,21 A na secundária. Com base nestes resultados são calculados os valores parametrizados dos esforços de tensão e corrente no conversor e listados na Tabela 34.

A tabela comparativa mostra que os valores calculados a partir das equações desenvolvidas são próximos aos valores obtidos através do simulador. Contudo, a comparação mostra que no caso da corrente eficaz no capacitor há uma significativa diferença entre os valores calculado e de simulação. Esta diferença se deve a que na simulação o transformador trifásico se desmagnetiza na fonte de saída durante as etapas de transferência de energia, isto é, nos intervalos em que todos os interruptores estão bloqueados.

Tabela 33. Especificações de simulação

Parâmetro	Especificação
Fonte de entrada	: $E_i=100$ V
Razão cíclica	: $D=0,24$
Resistor de carga	: $R_o=2$ Ohms
Frequência de comutação	: $f_s=24$ kHz
Transformador flyback	: $N_L = 2$ $L_m=200$ μ H
Capacitor	: $C_o=22$ μ F
Transformador trifásico	: $N_T = 1$ $R_p = R_s = 1$ m Ω $l_p = l_s = 0,5$ μ H $L_{mT} = 10$ mH

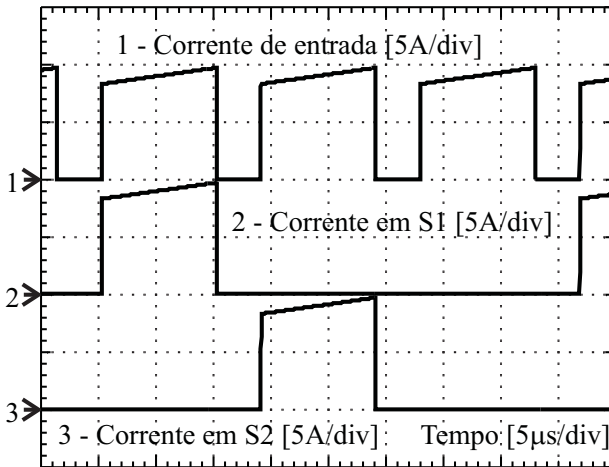


Figura 149. Correntes na entrada e nos transistores S1 e S2 no conversor CC-CC isolado trifásico de Weinberg.

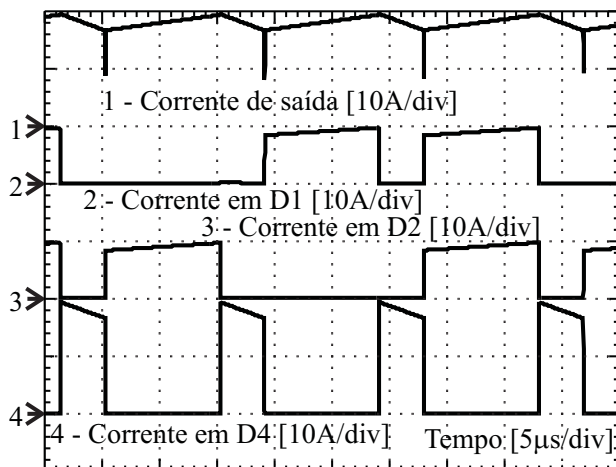


Figura 150. Correntes na saída e nos diodos D1, D2 e D4 no conversor CC-CC isolado trifásico de Weinberg.

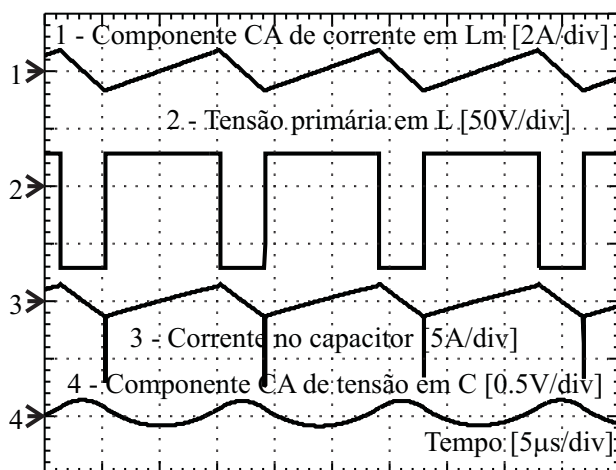


Figura 151. Ondulação de corrente e de tensão nos filtros.

Tabela 34. Tabela comparativa

Valor:	Calculado	Simulado
G_{MCC} :	0,360	0,359
$\overline{\Delta I_{Lm}}$:	0,187	0,187
$\overline{I_{Lpef}}$:	0,424	0,422
$\overline{I_{Lsef}}$:	0,429	0,528
$\overline{I_{Tpef}}$:	0,245	0,244
$\overline{I_{Tsef}}$:	0,346	0,345
ΔV_o :	0,221	0,220
I_{Cef} :	0,808	0,835

6.6 EFEITO DOS ELEMENTOS PARASITOS NOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS

Nesta seção é analisada qualitativa e quantitativamente a operação do conversor, considerando as indutâncias de dispersão e de magnetização de ambos os transformadores. Este tipo de análise é incluída neste capítulo devido à influência significativa destes elementos parasitos na operação deste conversor. Para simplificar a análise, as resistências das bobinas são consideradas desprezíveis.

A representação gráfica do transformador trifásico é mostrada na Figura 152, assim como, a distribuição assumida para os fluxos magnéticos que são considerados na análise onde: Φ_c é o fluxo confinado no núcleo magnético, o qual concatena bobinas de fases diferentes; Φ_a é o fluxo magnético que somente concatena as bobinas primária e secundária de uma mesma fase; Φ_l é o fluxo magnético que concatena uma única bobina, conhecido como fluxo disperso.

O modelo matemático referido ao lado primário é dada pela Eq. (6.45), onde L_{mc} , L_{ma} e l_T são as indutâncias que relacionam as correntes do transformador trifásico aos fluxos concatenados λ_c , λ_a e λ_l ($\lambda = N\Phi$).

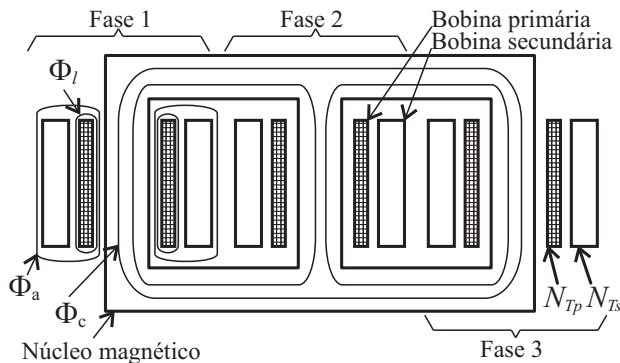


Figura 152. Transformador trifásico e a distribuição do fluxo magnético.

$$L_{mc} \begin{bmatrix} \overline{L_{pp}} & -1/2 & -1/2 & \overline{L_{ps}} & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & \overline{L_{pp}} & -1/2 & -1/2 & \overline{L_{ps}} & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & \overline{L_{pp}} & -1/2 & -1/2 & \overline{L_{ps}} \\ \overline{L_{sp}} & -1/2 & -1/2 & \overline{L_{ss}} & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & \overline{L_{sp}} & -1/2 & -1/2 & \overline{L_{ss}} & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & \overline{L_{sp}} & -1/2 & -1/2 & \overline{L_{ss}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Tp1} & v_{Tp2} & v_{Tp3} & v'_{Ts1} & v'_{Ts2} & v'_{Ts3} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{Tp1} \\ i_{Tp2} \\ i_{Tp3} \\ i'_{Ts1} \\ i'_{Ts2} \\ i'_{Ts3} \end{bmatrix} \quad (6.45)$$

onde:

$$\begin{aligned} \overline{L_{pp}} &= \frac{l_{Tp} + L_{ma} + L_{mc}}{L_{mc}} \\ \overline{L_{ss}} &= \frac{l'_{Ts} + L_{ma} + L_{mc}}{L_{mc}} \\ \overline{L_{ps}} = \overline{L_{sp}} &= \frac{L_{ma} + L_{mc}}{L_{mc}} \end{aligned}$$

6.6.1 Operação considerando as indutâncias parasitas

A inclusão das diferentes indutâncias presentes nos transformadores modifica a operação do conversor, causando o surgimento de etapas transitórias ou sub-etapas durante a comutação das correntes

nos semicondutores. Estas novas etapas trazem algumas consequências como a perda de razão cíclica, afetando o ganho estático teórico do conversor, assim como também altera significativamente as formas de onda teóricas. Na análise é incluído o uso de um circuito grampeador nos interruptores, visto que as indutâncias de dispersão sem este circuito auxiliar causariam sobre-tensões não definidas nos interruptores, inviabilizando qualquer análise teórica. Além disso, assumem-se as seguintes relações: $L_{ma} \gg l_T$ e $L_{ma}, l_T \ll L_{mc}$.

A seguir serão descritas as sub-etapas que surgem nas duas primeiras etapas de funcionamento no modo de condução contínua.

6.6.1.1 Primeira etapa

A 1ª etapa de funcionamento ideal, a qual é mostrada na Figura 140, divide-se em duas sub-etapas: 1A e 1B. O circuito equivalente do conversor na sub-etapa 1A é mostrado na Figura 153, já o circuito equivalente de 1B é semelhante ao da Figura 138.

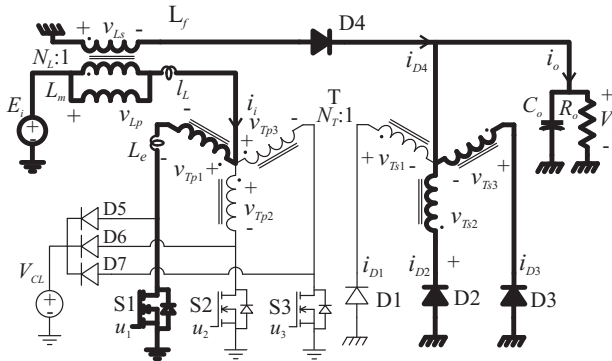


Figura 153. Circuito equivalente na sub-etapa 1A.

Na *sub-etapa 1A* o interruptor S1 é acionado no instante t_0 . Os diodos D2, D3 e D4 que vinham conduzindo na etapa anterior permanecem em condução. A corrente de magnetização do transformador flyback é comutada do diodo D4 para o interruptor S1, cuja derivada é definida pela seguinte expressão:

$$\frac{di_{S1}}{dt} = \frac{E_i + (N_L - 2N_T)V_o}{l_{Lp} + l'_{Ls} + l_{Tp} + 2l'_{Ts} + 3L_{ma}} = \frac{E_i + (N_L - 2N_T)V_o}{L_{eq}} \quad (6.46)$$

A *sub-etapa 1B* é idêntica à etapa teórica e começa no instante t'_0 , onde a corrente através do diodo D4 se anula, provocando seu respectivo bloqueio. Assim, o transformador flyback inicia a etapa de armazenamento de energia.

6.6.1.2 Segunda etapa

A segunda etapa de funcionamento ideal, mostrada na Figura 140, é dividida em três sub-etapas: 2A, 2B e 2C, cujos circuitos equivalentes correspondentes são mostradas nas Figuras 154, 155 e 156 respectivamente, onde as indutâncias equivalentes envolvidas nas diferentes sub-etapas são dadas por:

$$l_L = l_{Lp} + l'_{Ls} \quad (6.47)$$

$$l_T = l_{Tp} + l'_{Ts} \quad (6.48)$$

$$L_e = l_{Tp} + 2l'_{Ts} + 3L_{ma} \quad (6.49)$$

$$L'_e = l'_{Ts} + L_{ma} \quad (6.50)$$

$$(6.51)$$

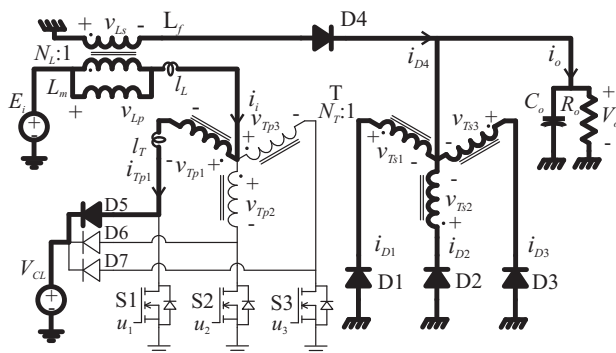


Figura 154. Circuito equivalente na sub-etapa 2A.

A *sub-etapa 2A* começa no instante no instante t_1 , onde o interruptor S1 é bloqueado, causando a polarização direta dos diodos D1 e D4. Os diodos D2 e D3 continuam em condução, devido à energia acumulada no campo magnético Φ_a . A condução de todos os diodos coloca as bobinas secundárias no mesmo diferencial de potencial, por

consequente o fluxo magnético Φ_c no núcleo do transformador trifásico permanece constante. As correntes nos diodos D2 e D3 podem ser consideradas constantes durante esta sub-etapa, visto que $L_{ma} \gg l_T$. A taxa de decaimento da corrente de entrada, considerando que o interruptor bloqueia de forma instantânea, é determinada pela tensão do circuito grampeador, a qual é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{di_i}{dt} = -\frac{V_{Cl} - E_i - N_L V_o}{l_L + l_T} \quad (6.52)$$

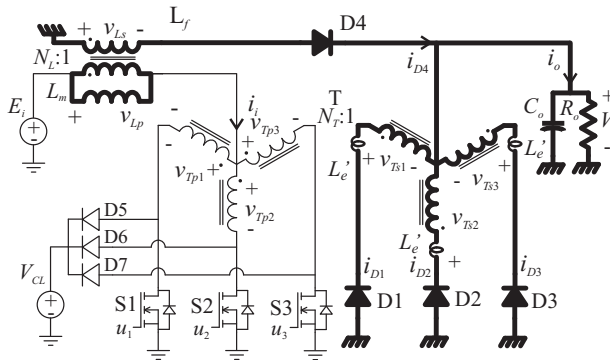


Figura 155. Circuito equivalente na sub-etapa 2B.

A *sub-etapa 2B* começa no instante t'_1 quando a corrente de entrada se anula completamente. A corrente de magnetização flui inteiramente através do diodo D4, fazendo com que o transformador flyback comece a transferir a energia acumulada em direção a saída através da bobina secundária e o diodo D4. Simultaneamente, a energia acumulada nos fluxos Φ_{a1} , Φ_{a2} e Φ_{a3} do transformador trifásico é também transferida para a saída através dos diodos D1, D2 e D3, cuja derivada de corrente, referida ao lado primário do transformador, é dada por:

$$\frac{di'_{D1}}{dt} = \frac{di'_{D2}}{dt} = \frac{di'_{D3}}{dt} = -\frac{N_T V_o}{l'_{Ts} + L_{ma}} \quad (6.53)$$

O início da *sub-etapa 2B* ocorre no instante t''_1 , onde os fluxos magnéticos Φ_{a1} , Φ_{a2} e Φ_{a3} do transformador trifásico se anulam. Porém, somente o diodo D2 bloqueia enquanto D1 e D3 continuam conduzindo. Este comportamento é devido aos fluxos Φ_{c1} e Φ_{c3} serem maiores que o fluxo Φ_{c2} , o que demandaria uma corrente negativa através do diodo D2. A taxa de decaimento das correntes nos D1 e D3 é

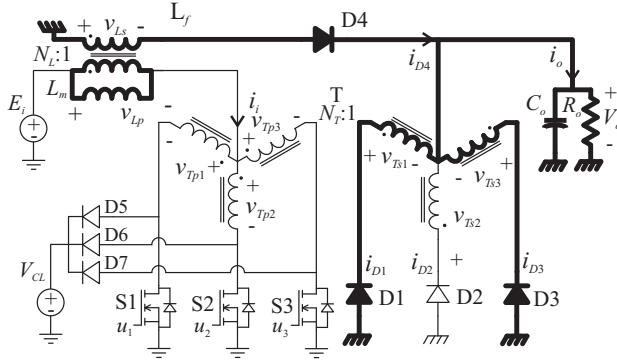


Figura 156. Circuito equivalente na sub-etapa 2C.

defina pela tensão de saída e a indutância própria da bobina secundária do transformador trifásico, cuja equação referida ao lado primário do transformador é dada por:

$$\frac{di'_{D1}}{dt} = \frac{di'_{D3}}{dt} = -\frac{N_T V_o}{l'_{Ts} + L_{ma} + L_{mc}} \quad (6.54)$$

As sub-etapas de operação que surgem nas etapas subsequentes são semelhantes às apresentadas nas duas primeiras etapas, com a diferença que são outros os semicondutores envolvidos. Assim, as principais formas de onda de corrente e de tensão num período de comutação são mostradas na Figura 157.

A figura mostra que a entrada em condução dos interruptores é lenta, a qual se deve ao alto valor da indutância equivalente L_{eq} presente no momento da comutação, conforme mostra a Eq. (6.46). Já no bloqueio dos interruptores a comutação é rápida, visto que esta depende somente das indutâncias de dispersão das bobinas dos transformadores, segundo mostra a Eq. (6.52).

A transferência de energia acumulada nos fluxos magnéticos Φ_{ma} no transformador trifásico causam surtos na corrente de saída, conforme mostra a Figura 157, cuja amplitude é aproximadamente o triplo da corrente de magnetização referida ao lado secundário.

$$\Delta i_{spike} \approx 3N_T I_{mp} \quad (6.55)$$

O intervalo de duração aproximado é obtida a partir da Eq. (6.53).

$$\Delta t_{spike} \approx \frac{(l'_{Ts} + L_{ma})I_{mp}}{N_T V_o} \quad (6.56)$$

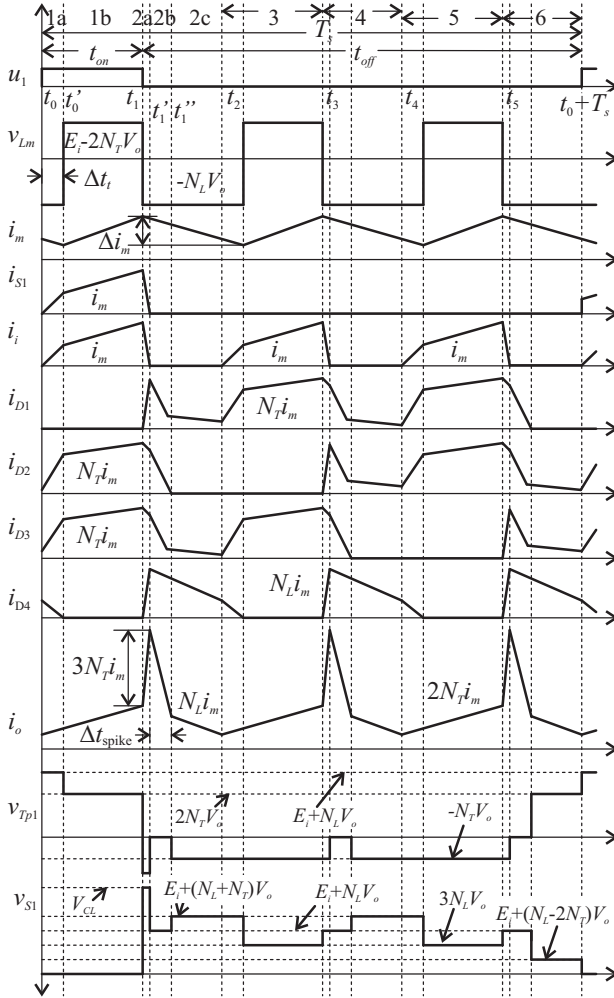


Figura 157. Principais formas de onda no conversor considerando as indutâncias parasitas dos transformadores.

6.6.2 Ganho estático modificado

A entrada lenta em condução dos interruptores diminui o tempo de armazenamento de energia no transformador flyback, conforme mostra a Figura 157. Logo, reformulando a equação da tensão média na bobina primária do transformador flyback tem-se:

$$(E_i - 2N_T V_o)(t_{on} - \Delta t_t) - N_L V_o \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} + \Delta t_t \right) \quad (6.57)$$

onde Δt_t é o intervalo de tempo necessário para que a corrente no diodo D4 se anule, a qual é obtida a partir da Eq. (6.46).

$$\Delta t_t = \frac{I_m}{E_i} L_{eq} \quad (6.58)$$

Substituindo a Eq. (6.58) em (6.57) e considerando a relação $N_L = 2N_T$ obtém-se:

$$\frac{V_o}{E_i} = \frac{3D}{N_L} - \frac{3I_o L_{eq}}{N_L^2 E_i T_s} \quad (6.59)$$

A Eq. (6.59) mostra que o ganho estático, considerando as indutâncias dos transformadores, apresenta perda de razão cíclica. Esta perda é diretamente proporcional a corrente de carga, cuja constante de proporcionalidade é definida pela indutância equivalente L_{eq} , a frequência de comutação, a relação de transformação do transformador e a tensão da fonte de alimentação. Verifica-se que a Eq. (6.59) na condição ideal, onde $L_{eq} = 0$, torna-se igual à equação do ganho estático obtida na análise idealizada (Eq. (6.4)).

6.6.3 Tensão nos interruptores

A tensão de bloqueio máxima nos interruptores, segundo mostra a Figura 157, ocorre durante a transferência de energia acumulada no fluxo magnético Φ_{mc} do transformador trifásico. Assim, a tensão máxima de bloqueio dos interruptores é dada pela seguinte expressão:

$$V_{Smax} = E_i + (N_L + N_T)V_o \quad (6.60)$$

Para a relação $N_L = 2N_T$, a tensão de bloqueio é dada por:

$$V_{S_{mx}} = E_i + 3N_T V_o. \quad (6.61)$$

A Eq. (6.61) mostra que a tensão de bloqueio máxima do interruptor apresenta valor elevado, entretanto esta tensão não aparece durante a comutação do interruptor, conforme mostra a Figura 157. Além disso, a Eq. (6.52) mostra que o tempo necessário para que a corrente de entrada seja completamente anulada depende da tensão de grampeamento. O valor da tensão do grampeador também define a potência perdida neste circuito. Portanto, a tensão do circuito grampeador, na prática, resulta sendo maior que a tensão de bloqueio máxima na chave.

6.7 EXEMPLO DE PROJETO

As especificações do exemplo simplificado de projeto do conversor CC-CC isolado trifásico de Weinberg são dadas na Tabela 35.

Tabela 35. Especificações de projeto

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (E_i)	: 120 VDC
Tensão de saída (V_o)	: 75 VDC
Potência de saída (P_o)	: 750 W
Frequência de comutação (f_s)	: 42 kHz
Ondulação de corrente em L ($\% \Delta I_L$)	: 25 %
Ondulação de tensão em C_o ($\% \Delta V_o$)	: 0,5 %

6.7.1 Cálculos pré-liminares

Os esforços de corrente no conversor, conforme mostra a análise matemática, incrementam com a diminuição da razão cíclica, o que por sua vez incrementa o esforço de filtragem na entrada e na saída. Assim, no projeto a razão cíclica nominal de 25 % é assumida, visando obter esforços de filtragem razoáveis, com isto a relação de transformação do transformador flyback é calculada através da Eq. (6.4).

$$N_L = 3D \frac{E_i}{V_o} = 3 \cdot 0,25 \frac{120}{75} = 1,2$$

As equações desenvolvidas na análise matemática para o cálculo dos esforços de corrente foram parametrizadas em função da corrente de carga. Entretanto, estas equações não consideram as perdas no conversor. Assim, no dimensionamento dos dispositivos de potência, o valor referencial da corrente de carga I_o^* , assumindo um rendimento de $\eta = 95 \%$ no conversor, é calculado através da seguinte expressão:

$$I_o^* = \frac{P_o}{V_o \eta} = \frac{750}{75 \cdot 0,95} = 10,5 \text{ A.}$$

A corrente de magnetização no transformador flyback levando em consideração o rendimento é determinada através de:

$$I_m = \frac{I_o^*}{N_L} = \frac{P_o}{\eta N_L V_o} = \frac{750}{0,95 \cdot 1,2 \cdot 75} = 8,8 \text{ A}$$

A corrente de magnetização de pico no transformador flyback respectivo é calculada através da Eq. (6.41).

$$I_{mp} = 8,8 \left(1 + \frac{0,25}{2} \right) = 9,9 \text{ A}$$

Os valores parametrizados dos esforços corrente no circuito são listados na Tabela 36.

Tabela 36. Esforços de corrente

Parâmetro	Valor
$\overline{\Delta I_{Lm}}$: 0,1
$\overline{I_{Lpef}}$: 0,722
$\overline{I_{Lsef}}$: 0,500
$\overline{I_{Tpef}}$: 0,417
$\overline{I_{Tsef}}$: 0,354

6.7.2 Transformador flyback

O produto de áreas para o transformador flyback é obtido inserindo o rendimento na Eq. (6.44). Assim:

$$A_p = \frac{P_o \overline{\Delta I_L} 10}{2 J_{max} B_{max} f_s k_w \eta} \left(\frac{2}{\% \Delta I_L} + 1 \right) \left(\overline{I_{Lpef}} + \frac{\overline{I_{Lsef}}}{N_L} \right)$$

onde P_o , f_s , J_{max} , e B_{max} são dados em [W], [kHz], [A/cm²], e [T], respectivamente. Substituindo os valores correspondentes dos parâmetros envolvidos e utilizando densidades de $J_{max} = 300$ A/cm², $B_{max} = 0,25$ T, e fator de utilização da janela $k_w = 0,4$ tem-se:

$$A_p = \frac{750 \cdot 0,1 \cdot 10}{2 \cdot 300 \cdot 0,25 \cdot 42 \cdot 0,4 \cdot 0,95} \cdot 9 \cdot \left(0,722 + \frac{0,5}{1,2} \right) = 3,2 \text{ cm}^4$$

O valor da indutância de magnetização do transformador flyback é calculada através da Eq. (6.12).

$$L_m = \frac{V_o \overline{\Delta I_{Lm}}}{f_s \Delta I_{Lm}} = \frac{75 \cdot 0,2}{42000 \cdot 0,25 \cdot 8,8} = 81 \text{ } \mu\text{H}$$

O entreferro necessário é calculado da seguinte forma:

$$\delta = \frac{N_{Lp} \mu_o}{B_{max}} I_L (1 + 0,5 \Delta I_L) = \frac{16 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,25} 9,13 \cdot 1,1 = 0,8 \text{ mm}$$

onde N_{Lp} é o número de espiras da bobina primária do transformador flyback.

6.7.3 Transformador Trifásico

Incluindo o rendimento na expressão do produto de áreas do transformador, dada pela Eq. (6.39), tem-se:

$$A_p = \frac{2 P_o \cdot 10}{3 B_{max} J_{max} f_s k_w \eta} (\overline{I_{Tpef}} N_T + \overline{I_{Tsef}})$$

onde P_o , f_s , J_{max} , e B_{max} são dadas em [W], [kHz], [A/cm²], e [T], respectivamente. Deve-se observar que na equação é empregada a razão cíclica de $D = 1/3$, a qual representa a pior situação para o núcleo magnético. Substituindo os valores correspondentes dos parâmetros envolvidos e utilizando $J_{max} = 300$ A/cm², $B_{max} = 0,25$ T, $k_w = 0,3$ e $\eta = 95$ % tem-se:

$$A_p = \frac{20 \cdot 750}{3 \cdot 0,25 \cdot 300 \cdot 42 \cdot 0,3 \cdot 0,95} (0,417 \cdot 0,6 + 0,354) = 3,36 \text{ cm}^4$$

Observa-se que na equação foi utilizado $B_{max} = 0,50 \text{ T}$ que é o dobro da densidade utilizada no transformador flyback. Esta especificação é devido a que no transformador trifásico o fluxo magnético opera em dois quadrantes e não num único quadrante como ocorre nos indutores acoplados.

6.7.4 Capacitor de saída

A capacitância do filtro de saída é calculada através da Eq. (6.30).

$$C_o = \frac{N_T \% \Delta I_m \cdot I_m}{12 f_s \% \Delta V_o \cdot V_o}$$

Substituindo os valores correspondentes das variáveis envolvidas se obtém a capacitância do filtro:

$$C_o = \frac{0,6 \cdot 0,25 \cdot 8,8}{12 \cdot 42000 \cdot 0,005 \cdot 75} = 7 \mu\text{F}$$

A corrente eficaz no capacitor é determinada através da Eq. (6.35):

$$I_{Cef} = \frac{N_T \% \Delta I_m \cdot I_m}{\sqrt{3}} = \frac{0,6 \cdot 0,25 \cdot 8,8}{\sqrt{3}} = 0,76 \text{ A}$$

O valor máximo da resistência serie equivalente permitido no capacitor é calculado da seguinte forma:

$$ESR = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{0,005 \cdot 75}{0,25 \cdot 8,8} = 0,170 \Omega$$

6.7.5 Semicondutores

A tensão de bloqueio máximo nos interruptores é calculada utilizando a Eq. (6.61):

$$V_{Smax} = E_i + 3N_TV_o = 120 + 3 \cdot 0,6 \cdot 75 = 255 \text{ V}$$

Tabela 37. Lista dos dispositivos de potência

Componente	Descrição
Transf. flyback	: Núcleo EE-55/28/25 Primário: 6 esp., 16x25AWG, 6 m Ω Secundário: 5 esp., 9x25AWG, 9 m Ω $L_m = 79 \mu\text{H}$, $l_L = 0,6 \mu\text{H}$
Transf. 3 ϕ	: Núcleo EE-66/33/39 Primário: 6 esp., 4x21AWG, 18 m Ω Secundário: 10 esp., 5x21AWG, 24 m Ω $l_T = 0,9 \mu\text{H}$, $L_e = 11,1 \mu\text{H}$
Capacitor	: 2/EPCOS B43501 1000 μF /250 V
Transistores	: Cool-MOS/SPP20N60S5 600 V/20 A/0,19 Ω
Diodos	: SiC-Schottky/SDT10S60 600 V/10 A/1,7 V

6.7.6 Circuito de comando

Os sinais de comando são gerados pelo módulo DSP TMS320LF2407 e, na sequência, aplicados aos transistores através de circuitos de comando não isolados.

6.7.7 Lista de componentes

Com base nos resultados anteriores é gerada a lista de componentes mostrada na Tabela 37, onde os valores das resistências das bobinas dos transformadores foram calculados, já as indutâncias são valores medidos.

O circuito esquemático do protótipo experimental é mostrado na Figura 158, onde pode-se observar o circuito grampeador dos interruptores (R1, C3 e D5-D7) e os circuitos snubbers dos diodos de saída (R11-R13 e C4-C6). A foto do protótipo experimental é mostrada na Figura 159, onde são identificados os principais componentes.

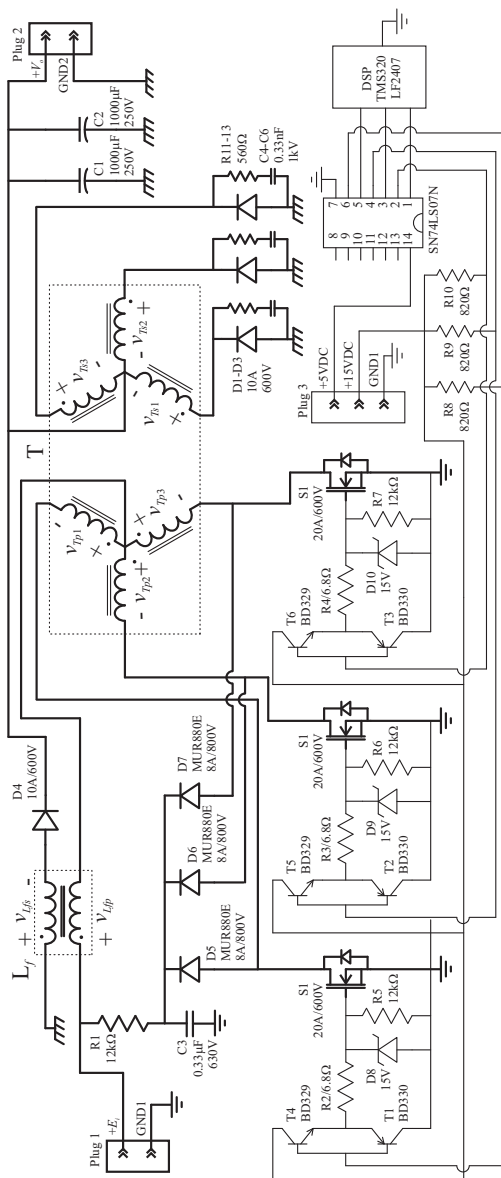


Figura 158. Circuito esquemático do protótipo de laboratório.

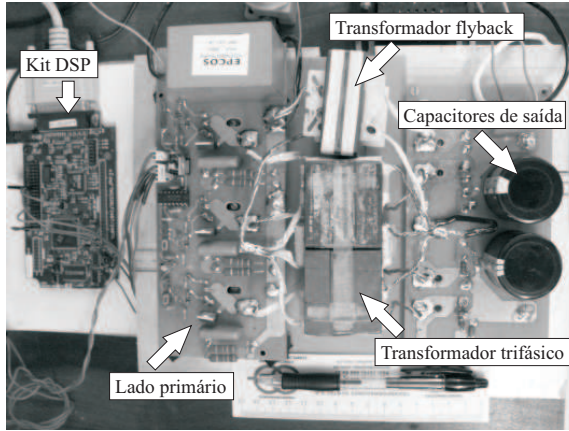


Figura 159. Foto do protótipo de laboratório.

6.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As Figuras 160 e 161 mostram as correntes na entrada, na saída, no transistor e no diodo, obtidas experimentalmente nas seguintes condições: tensão de entrada de 120 V, tensão de saída de 75 V, potência de carga de 735 W e razão cíclica de 29,2 %. A figura mostra que as correntes na entrada e na saída são distribuídas de forma igualitária nos transistores e nos diodos, e que a frequência destas correntes é o triplo da frequência de comutação.

A comutação do interruptor é suave na entrada em condução, enquanto que o bloqueio é forçado conforme mostra a Figura 160. O surto de tensão no bloqueio do interruptor é limitado em 380 V, aproximadamente, pelo circuito grampeador.

A forma de onda experimental da corrente na saída, mostrada na Figura 161, apresenta-se muito próxima da forma de onda teórica, a qual é mostrada na Figura 157. Portanto, a amplitude do surto de corrente e seu tempo de duração podem ser calculados através das Eqs. (6.55) e (6.56), onde considera-se $L'_e \approx L_e/3$. Os valores calculados descrevem com bastante precisão os resultados obtidos experimentalmente.

$$\Delta i_{spike} \approx 3 \cdot 0,6 \cdot 9,9 = 17,8 \text{ A}$$

$$\Delta t_{spike} \approx \frac{3,7 \cdot 10^{-6} \cdot 9,9}{0,6 \cdot 75} = 0,81 \text{ } \mu\text{s}$$

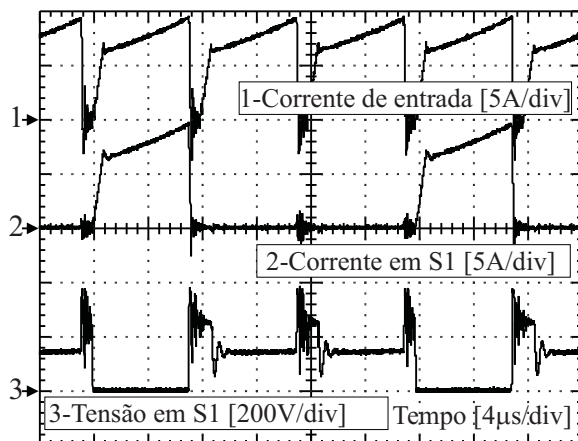


Figura 160. Correntes na entrada e no transistor S1, e tensão no transistor S1 para $D = 0,292$, $E_i = 120\text{V}$, $V_o = 75\text{V}$ and $P_o = 735\text{W}$.

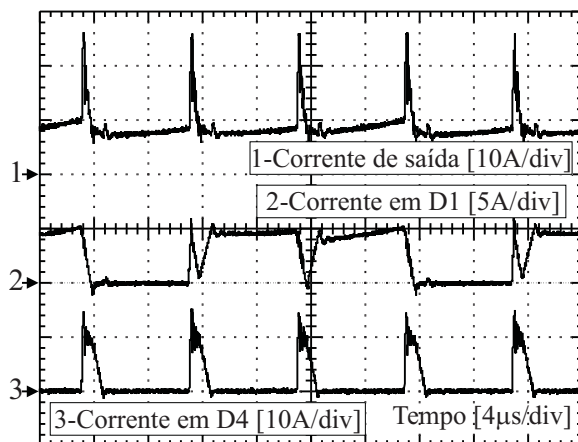


Figura 161. Correntes de saída e nos diodos D1 e D4 para $D = 0,292$, $E_i = 120\text{V}$, $V_o = 75\text{V}$ and $P_o = 735\text{W}$.

Na Figura 162 são mostradas a tensão de saída e as formas de onda das tensões nas bobinas primárias dos transformadores trifásico e flyback. Verifica-se que a frequência da onda de tensão no indutor é o triplo da frequência de comutação, enquanto que a frequência da onda de tensão no transformador trifásico é igual à frequência de comutação.

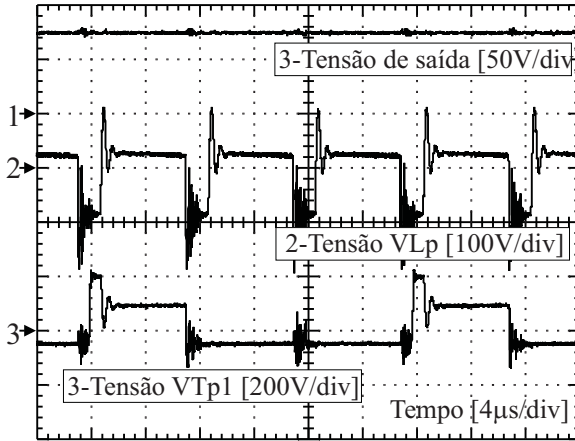


Figura 162. Tensões na saída e nas bobinas primárias dos transformadores para $D = 0,292$, $E_i = 120\text{V}$, $V_o = 75\text{V}$ and $P_o = 735\text{W}$.

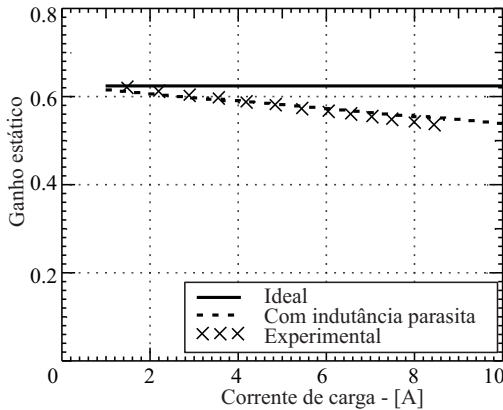


Figura 163. Ganho estático no modo de condução contínua do protótipo de laboratório para $E_i = 120\text{V}$ e 120V $D = 0,25$.

Na Figura 163 mostra a comparação da curva de ganho estático do protótipo de laboratório com as curvas teóricas: ideal e com os elementos parasitos. O valor da indutância equivalente L_{eq} é obtido através de medições e cujo valor é dado na Tabela 37. A comparação entre o ganho estático experimental e do modelo que considerada as indutâncias dos transformadores são próximas.

O rendimento do protótipo experimental é mostrado na Figura 164. A curva foi obtida para tensão de entrada de 120 V e tensão de saída de 75 V. O resultado mostra que o protótipo não possui rendimento elevado, contudo este pode-se considerar satisfatório visto que o circuito não visa diminuir as perdas mas sim verificar o funcionamento da estrutura proposta.

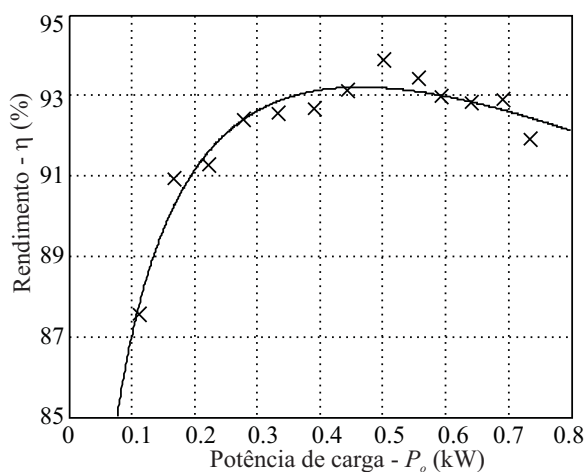


Figura 164. Rendimento do protótipo de laboratório.

6.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado qualitativa e quantitativamente o conversor CC-CC trifásico de Weinberg. As principais expressões matemáticas para o dimensionamento do conversor foram desenvolvidas. Com base nestas equações foi realizado um exemplo de projeto do conversor proposto, o qual foi empregado para validar o estudo teórico apresentado. Os resultados experimentais confirmam a operação do conversor nas três regiões de operação. Os valores medidos de tensões e correntes se apresentam próximas às descritas teoricamente. Logo as seguintes conclusões são feitas:

- O conversor é elevador/abaixador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de 0 a ∞ , a qual corresponde a faixa de razão cíclica de 0 a 1;
- A operação do conversor segundo o estado dos interruptores é dividida em três regiões, apresentando características diferentes em cada região;
- Nas regiões R2 e R3, o conversor preserva o princípio de operação do conversor CC-CC trifásico alimentado em corrente;
- A operação na região R1 proporciona características como: corrente de saída contínua com baixa ondulação de corrente, redução no esforço de filtragem na saída, e ganho estático linear;
- O valor da frequência das tensões e correntes nos filtros é o triplo da frequência de comutação;
- O transformador trifásico apresenta-se compacto e leve, portanto diminui o espaço ocupado e ajuda à redução do peso o circuito. Além disso, este dispositivo não apresenta problemas de saturação devido a alta impedância na entrada;
- As operações com razões cíclicas de $1/3$ e $2/3$ proporcionam, teoricamente, correntes de entrada e de saída contínuas; no entanto, na prática existe uma ondulação de alta frequência na corrente de saída causada pela corrente de magnetização do transformador trifásico;
- A distribuição das correntes, tanto de entrada quanto de saída, através de três semicondutores permite um maior processamento de potência, distribuição das perdas, e melhor dissipação de calor.

7 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL FLYBACK TRIFÁSICO

7.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é realizado o estudo qualitativo e quantitativo do conversor CC-CC flyback push-pull trifásico, na sequência, é feita a validação dos estudos teóricos por meio dos resultados de simulação obtidos através do simulador numérico PSIM. Finalmente, são realizadas as comparações da teoria desenvolvida com os resultados experimentais obtidos de um protótipo de laboratório, cujo projeto é baseado nas equações desenvolvidas ao longo do capítulo.

7.2 O CONVERSOR

Na Figura 165 é mostrado o conversor CC-CC push-pull flyback trifásico, o qual é constituído pelos seguintes dispositivos: um par de indutores acoplados (transformador flyback) L_f , um transformador trifásico T , um capacitor C_o , três interruptores $S1-S3$ e três diodos $D1-D3$. Trata-se de um conversor isolado do tipo elevador-abaixador de tensão, por conseguinte é possível obter desde tensão nula para $D = 0$ (todos os interruptores abertos), até, teoricamente, tensão infinita para $D \rightarrow 1$. Este conversor possui impedância elevada, tanto no lado da entrada quanto da saída, consequentemente, esta topologia não apresenta o problema de saturação do transformador trifásico, causado pelo desequilíbrio nos fluxos gerados por produtos volts-segundos desiguais aplicados nas suas bobinas.

O conversor flyback convencional, mostrado na Figura 166, é classificado como um conversor acumulativo, que é devido ao fato de toda a energia consumida pela carga ser processada pelo transformador flyback, isto é, a energia que é acumulada durante a etapa de armazenamento é igual a energia consumida pela carga num período de comutação, resultando numa topologia com filtros volumosos.

A versão trifásica apresentada neste capítulo também pode ser classificada como acumulativa indutiva. Entretanto, neste caso somente uma parte da energia consumida pela carga num período de comutação é acumulada nos indutores, sendo a restante transferida diretamente da fonte de alimentação através do transformador trifásico. Consequentemente, este conversor proporciona filtros de menor volume.

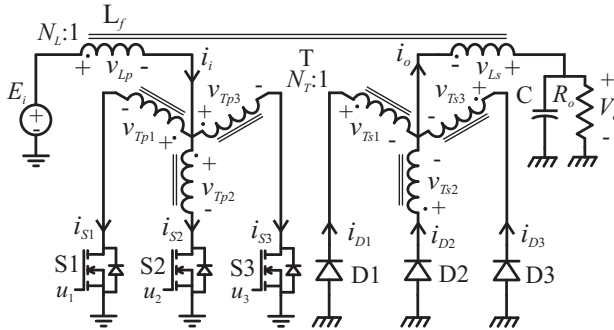


Figura 165. Conversor CC-CC push-pull flyback trifásico.

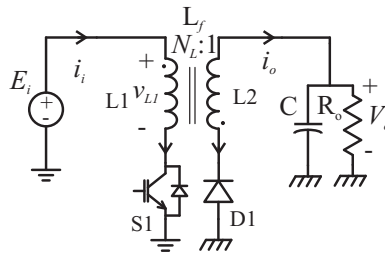


Figura 166. Conversor flyback.

7.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na descrição do princípio de operação, as seguintes considerações são feitas:

- O conversor encontra-se operando em regime permanente;
- Todos os semicondutores são considerados ideais;
- O capacitor apresenta uma capacitância o suficientemente grande tal que a tensão de saída pode ser considerada constante;
- O fator de acoplamento das bobinas do transformador flyback é unitário, as resistências de suas bobinas são desprezíveis, e a indutância de magnetização apresenta valor finito;
- O transformador trifásico é ideal, isto é, o acoplamento entre suas bobinas é perfeito, as resistências são insignificantes, e a magnetizante é infinita;

Tabela 38. Regiões de operação do conversor

Região	Razão cíclica	Sobreposição
R1	$(0 \leq D < 1/3$	Nenhuma
R2	$1/3 \leq D \leq 2/3$	Dois interruptores
R3	$2/3 < D \leq 1$	Três interruptores

- Os interruptores são comandados de forma simétrica, através de sinais de gatilho trifásicos defasados de 120° ;
- As relações de transformação do transformador flyback e do transformador trifásico são iguais $N_L = N_T$.

A consideração da indutância de magnetização do transformador flyback apresentar valor finito é devido a se tratar de um elemento armazenador de energia. No estudo, esta indutância é referida ao lado primário do transformador flyback. A relação $N_L = N_T$ é assumida, visto que esta proporciona a mesma expressão de ganho estático para toda faixa de razão cíclica, assim como ocorre no conversor CC-CC push-pull flyback.

Os interruptores do conversor flyback push-pull trifásico podem ser comandados com razão cíclica de 0 a 100%, isto é, o conversor pode operar tanto sem sobreposição como com sobreposição de condução de interruptores. No entanto, o princípio de operação varia em função da faixa de operação de razão cíclica, sendo esta dividida nas três regiões de operação mostradas na Tabela 38. Em cada região de operação o conversor apresenta, ao longo de um período de comutação, seis etapas de funcionamento no modo de condução contínua, enquanto que, no modo de condução descontínua o número de etapas é nove. Os diferentes modos de operação do conversor são descritas a seguir.

7.3.1 Operação no MCC na região R1

A transferência de energia por parte da fonte entrada para o circuito é realizada de forma descontínua, acontecendo durante o tempo de condução de cada um dos interruptores, por conseguinte a corrente de entrada é descontínua. Por outro lado, a saída recebe energia do circuito ao longo do período de comutação; assim, o fluxo de corrente na saída é contínuo, mas com amplitudes diferentes, ou seja, esta corrente é pulsada.

A tensão na bobina primária do indutor é $v_{Lp} = (E_i - 2N_TV_o)/3$, logo o indutor encontra-se armazenando energia. A tensão aplicada nos interruptores S2 e S3, os quais estão bloqueados, é $E_i + N_TV_o$. A tensão aplicada no diodo D1 é $E_i/N_T + V_o$. As forças eletromotrizes nas três fases do transformador trifásico idealmente são iguais, por conseguinte suas correntes estão relacionadas através de $Ni_{Tp1} = i_{Ts2} = i_{Ts3}$. A relação entre a corrente de entrada e de saída é $2N_Ti_i = i_o$. Logo, um terço da corrente de magnetização do transformador flyback flui através da sua bobina primária ($i_i = i_m/3$), enquanto que a restante flui através da sua bobina secundária ($i_o = 2N_Ti_m/3$). As correntes nos semicondutores ativos são $i_{S1} = i_m/3$ e $i_{D2} = i_{D3} = N_Ti_m/3$.

A **2ª etapa** de operação começa no instante t_1 quando o interruptor S1 é bloqueado. Esta etapa é caracterizada pelo bloqueio simultâneo de todos os interruptores e a consequente polarização direta de todos os diodos. A fonte de entrada é isolada do circuito, isto é, a fonte de entrada não fornece energia para o circuito. As tensões nas bobinas do transformador são nulas ($v_{Tpi} = v_{Tpi} = 0$, onde $i = 1, 2, 3$). A tensão de saída é aplicada sobre a bobina secundário do transformador flyback ($v_{Ls} = -V_o$), originando a transferência da energia acumulada neste dispositivo em direção à saída. A tensão aplicada sobre os interruptores é $E_i + N_TV_o$. A corrente de magnetização do transformador flyback flui completamente através de sua bobina secundária ($i_{Ls} = N_Ti_m$). A corrente de saída é distribuída de forma equilibrada nos três diodos ($i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = N_Ti_m/3$).

A **3ª** e **5ª etapas** de operação são semelhantes à 1ª etapa, com a diferença que varia o grupo de semicondutores acionados. Assim, na 3ª etapa têm-se a condução de S2, D1 e D3, enquanto que, na 5ª etapa tem-se a condução de S3, D2 e D1. Já a **4ª** e **6ª etapas** são exatamente iguais à 2ª etapa de operação. Logo, o armazenamento de energia no transformador flyback ocorre nas etapas ímpares, enquanto que a transferência da energia acumulada se dá nas etapas pares.

As principais tensões e correntes no circuito, para as duas primeiras etapas de funcionamento, são resumidas na Tabela 39. Estendendo a análise para as outras etapas de funcionamento é possível desenhar as principais formas de onda do conversor no MCC para um período de comutação, as quais são mostradas na Figura 168.

A amplitude da corrente de saída, conforme mostra a Figura 168, varia entre $2N_Ti_m/3$ e N_Ti_m , portanto o capacitor de saída é carregado nas etapas pares e descarregado nas ímpares.

Tabela 39. Tensões e correntes no conversor na região R1

	1ª etapa	2ª etapa
v_{Lp}	$: (E_i - 2N_TV_o)/3$	$-N_TV_o$
v_{Tp1}	$: 2(E_i + N_TV_o)/3$	0
$v_{Tp2} = v_{Tp3}$	$: -(E_i + V_o)/3$	0
i_i	$: 2i_m/3$	$i_m/3$
i_o	$: N_Ti_m/3$	$2N_Ti_m/3$
i_{S1}	$: i_m/3$	0
$i_{S2} = i_{S3}$	$: 0$	0
$i_{D2} = i_{D3}$	$: N_Ti_m/3$	$N_Ti_m/3$
i_{D1}	$: 0$	$N_Ti_m/3$

7.3.2 Operação no MCC na região R2

Nesta região, a fonte de entrada fornece energia para o circuito durante todo o período de comutação, visto que as etapas de operação presentes possuem um ou dois interruptores em condução, causando a polarização direta de dois ou um diodo, respectivamente, no lado de saída. Como consequência, tanto a corrente na entrada como a corrente na saída no conversor são contínuas, porém o formato destas correntes é pulsado.

A tensão de saída varia entre $E_i/2 < N_TV_o < 2E_i$ e cuja faixa de razão cíclica respectiva é de $1/3$ a $2/3$. As etapas de operação do conversor e sua respectiva sequência na região R2 são mostradas na Figura 169. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 170. A seguir são descritas as duas primeiras etapas de operação presentes neste modo.

A **1ª etapa** de operação começa no instante t_0 , onde o interruptor S1 é acionado enquanto o interruptor S3 encontra-se conduzindo. As tensões aplicadas nas bobinas primárias ativas do transformador são iguais ($v_{Tp1} = v_{Tp3}$). A tensão induzida na bobina secundária ativa do transformador T é $v_{Ts2} = -2v_{Tp1}/N_T$, causando a polarização direta o diodo D2. A tensão na bobina primária de T em função das tensões de entrada e de saída é $v_{Tp} = (E_i - N_TV_o)/3$, a qual é obtida trabalhando as equações das malhas de tensão no lado primário e secundário do circuito. Logo, a tensão na bobina primária do transformador flyback é $v_{Lp} = (2E_i - N_TV_o)/3$, portanto os indutores encontram-se armazenando energia. A tensão aplicada nos interruptores bloqueados S2 e

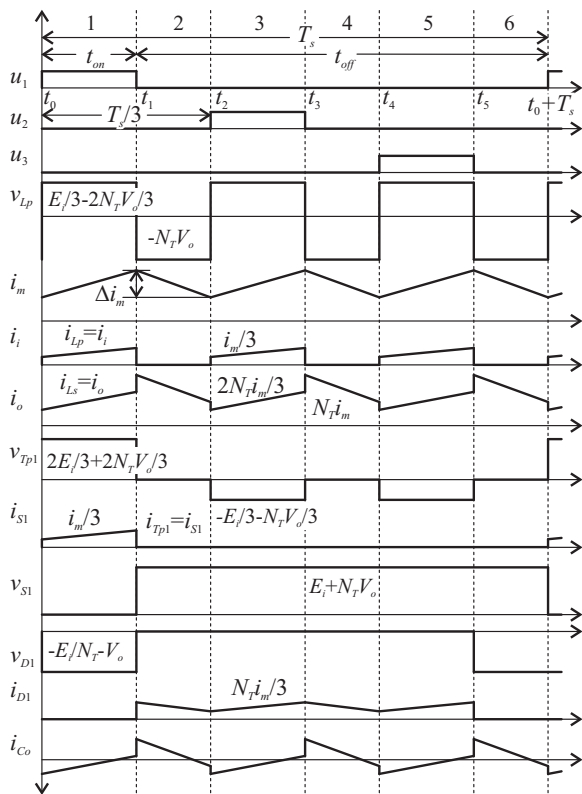


Figura 168. Principais formas de onda no MCC na região R1.

S3 é $E_i + N_T V_o$. A tensão aplicada nos diodos bloqueados D1 e D3 é $E_i/N_T + V_o$. As correntes através das bobinas ativas do transformador estão relacionadas através de $N_T i_{Tp1} = N_T i_{Tp3} = i_{Ts2}$. A relação entre a corrente de entrada e de saída é $N_T i_i = 2i_o$. Consequentemente, a corrente de magnetização do transformador flyback é distribuído nas suas bobinas da seguinte forma: $i_i = 2i_m/3$ e $i_o = N_T i_m/3$. As correntes nos semicondutores ativos são $i_{S1} = i_{S3} = i_m/3$ e $i_{D2} = N_T i_m/3$.

A **2ª etapa** de operação é semelhante à **1ª etapa** da região R1, onde têm-se a condução dos semicondutores S1, D2 e D3. Porém, nesta etapa é realizada a transferência da energia armazenada no transformador flyback para a saída.

Da mesma forma que em R1, as etapas restantes são semelhantes às duas primeiras com a diferença que o grupo de semicondutores acio-

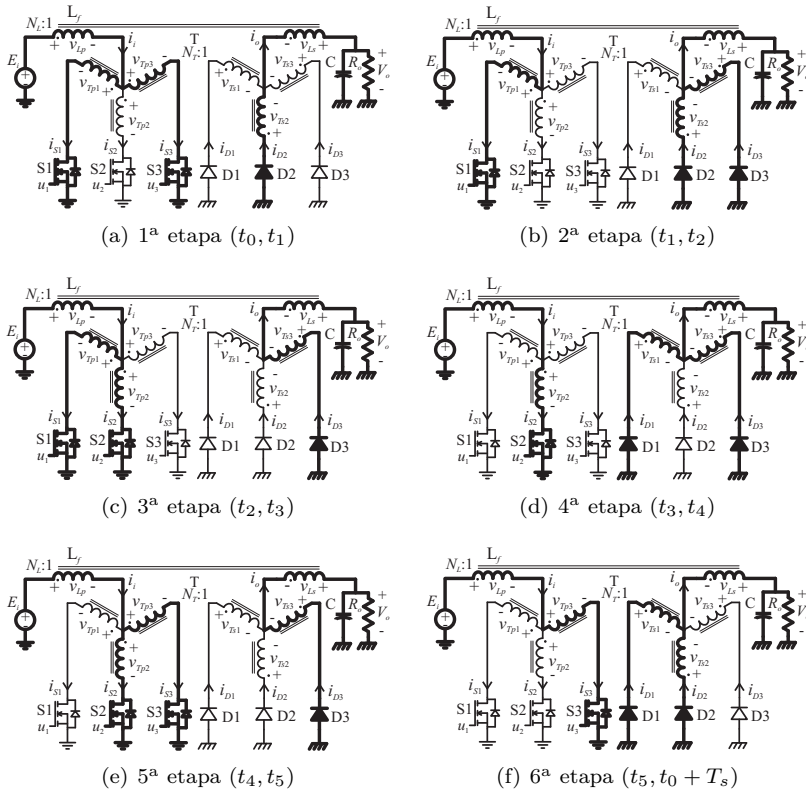


Figura 169. Etapas de funcionamento no MCC na região R2.

nado varia conforme a etapa. Assim, na 3ª etapa tem-se a condução de S1, S2 e D3, na 4ª etapa têm-se a condução de S2, D1 e D3, na 5ª etapa têm-se a condução de S2, S3 e D1, e na 6ª etapa têm-se a condução de S3, D2 e D1. Logo, o armazenamento de energia no transformador flyback ocorre nas etapas ímpares, enquanto que a transferência da energia acumulada se dá nas etapas pares.

As principais tensões e correntes no circuito, para as duas primeiras etapas de funcionamento, são resumidas na Tabela 40. Estendendo a análise para as outras etapas de funcionamento é possível desenhar as principais formas de onda do conversor no MCC para um período de comutação, as quais são mostradas na Figura 170.

A corrente de saída, conforme mostram a primeira e segunda etapas de operação, varia entre $N_T i_m / 3$ e $2N_T i_m / 3$, portanto o capa-

Tabela 40. Tensões e correntes no conversor na região R2

	1ª etapa	2ª etapa
v_{Lp} :	$(2E_i - N_T V_o)/3$	$(E_i - 2N_T V_o)/3$
v_{Tp1} :	$(E_i + N_T V_o)/3$	$2(E_i + N_T V_o)/3$
v_{Tp2} :	$-2(E_i + N_T V_o)/3$	$-(E_i + N_T V_o)/3$
v_{Tp3} :	$(E_i + N_T V_o)/3$	$-(E_i + N_T V_o)/3$
i_i :	$2i_m/3$	$i_m/3$
i_o :	$N_T i_m/3$	$2N_T i_m/3$
i_{S1} :	$i_m/3$	$i_m/3$
i_{S3} :	$i_m/3$	0
i_{D2} :	$N_T i_m/3$	$N_T i_m/3$
i_{D3} :	0	$N_T i_m/3$

citor de saída é carregado nas etapas pares e descarregado nas etapas ímpares.

7.3.3 Operação no MCC na região R3

Neste modo as etapas de operação apresentam sobreposição de condução de dois ou três interruptores, fazendo com que a fonte de entrada forneça energia para o circuito ao longo do período de comutação. Entretanto, o fluxo de energia na saída do conversor se torna descontínuo, não ocorrendo transferência de energia no intervalo de tempo da sobreposição de condução de três interruptores, onde os três diodos são reversamente polarizados. Por conseguinte, o conversor apresenta corrente contínua na entrada e corrente descontínua na saída, contudo ambas as correntes continuam a ser pulsadas.

A tensão de saída varia entre $2E_i < N_T V_o < \infty$, a qual corresponde à faixa de razão cíclica de $2/3$ a 1 . As etapas de operação do conversor e sua respectiva sequência na região R3 são mostradas na Figura 171. Os sinais de comando dos interruptores são mostrados na Figura 172.

A **1ª etapa** de operação começa no instante t_0 , onde o interruptor S1 é acionado enquanto os interruptores S2 e S3 conduzem, o que coloca as três bobinas do transformador trifásico no mesmo diferencial de potencial, portanto suas tensões são nulas. Consequentemente, a tensão da fonte de entrada é aplicada diretamente sobre a

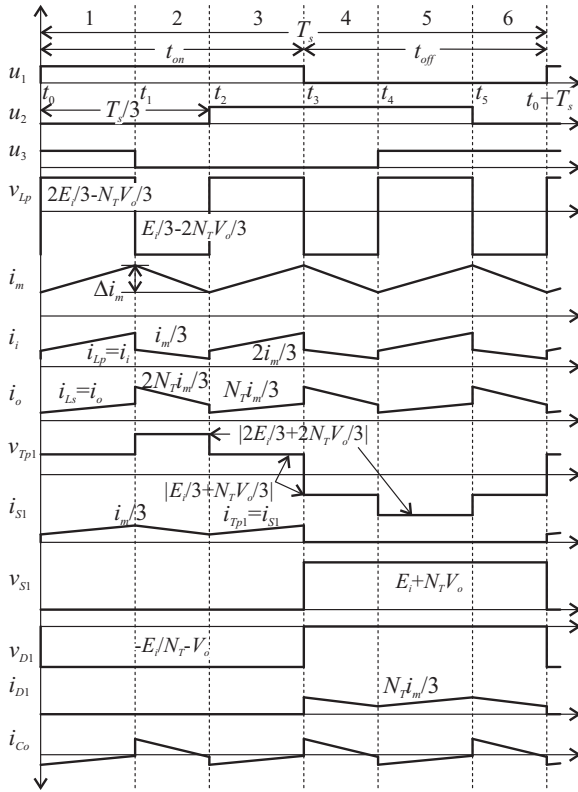


Figura 170. Principais formas de onda no MCC na região R2.

bobina primária do indutor ($v_{Lp} = E_i$). Assim, o indutor encontra-se armazenando energia. A tensão aplicada nos diodos D1, D2 e D3 é $E_i/N_T + V_o$. A corrente de magnetização dos indutores acoplados flui unicamente através de sua bobina primária: $i_{Lp} = i_m$. A corrente de entrada é distribuída de forma equilibrada nos três interruptores: $i_{S1} = i_{S2} = i_{S3} = i_m/3$. Nesta etapa a fonte de saída é isolada do circuito, por conseguinte somente o capacitor fornece energia para a carga. O armazenamento de energia no transformador flyback ocorre novamente nas outras etapas ímpares (3ª e 5ª etapas), cujos estados topológicos são idênticos à 1ª etapa.

As etapas pares (2ª, 4ª e 6ª) são semelhantes às etapas ímpares do MCC na região R2. Porém, nestas etapas é realizada a transferência da energia armazenada no indutor para a saída.

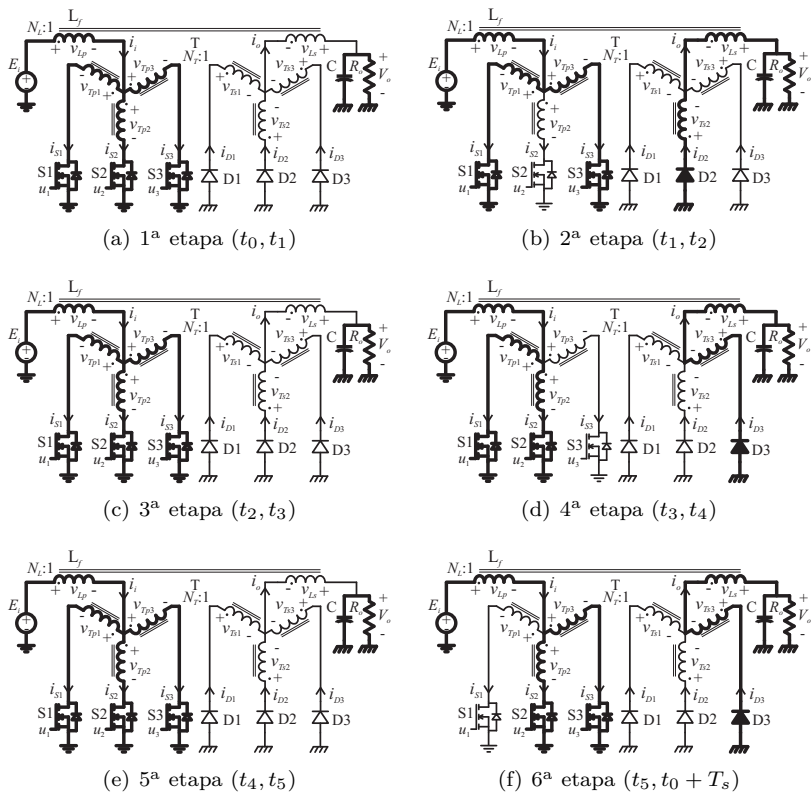


Figura 171. Etapas de funcionamento no MCC na região R3.

As principais tensões e correntes no circuito, para as duas primeiras etapas de funcionamento, são resumidas na Tabela 41. Estendendo a análise para as outras etapas de funcionamento, é possível desenhar as principais formas de onda do conversor no MCC para um período de comutação, as quais são mostradas na Figura 172.

O capacitor de saída, segundo a Figura 172, é carregado nas etapas pares e descarregado nas etapas ímpares.

7.3.4 Operação no modo de condução descontínua

O modo de condução descontínua ocorre quando a energia armazenada no transformador flyback é completamente transferida para a

Tabela 41. Tensões e correntes no conversor na região R3

		1ª etapa	2ª etapa
v_{Lp}	:	E_i	$(2E_i - N_T V_o)/3$
$v_{Tp1} = v_{Tp3}$:	0	$(E_i + N_T V_o)/3$
v_{Tp2}	:	0	$-2(E_i + N_T V_o)/3$
i_i	:	i_m	$2i_m/3$
i_o	:	0	$N_T i_m/3$
$i_{S1} = i_{S3}$:	$i_m/3$	$i_m/3$
i_{S2}	:	$i_m/3$	0
i_{D2}	:	0	$i_o = N_T i_m/3$
$i_{D1} = i_{D3}$:	0	0

saída (etapas ímpares) antes do início de uma nova etapa de armazenamento (etapas pares), isto é, a corrente de magnetização do transformador flyback se anula, permanecendo assim durante um intervalo de tempo, dando origem a um estado neutro. Durante este intervalo de tempo somente o capacitor fornece energia para a carga. O estado topológico correspondente é mostrado na Figura 173.

As formas de onda das correntes de entrada e saída nas diferentes regiões de operação no modo de condução descontínua são mostradas nas Figuras 174, 175 e 176.

7.4 ANÁLISE MATEMÁTICA EM REGIME PERMANENTE

Nesta seção são obtidas as principais expressões matemáticas do conversor CC-CC push-pull flyback trifásico; para tal serão utilizadas as informações contidas nas Tabs. 39-41 e nas Figuras 168, 170 e 172, as quais correspondem às regiões R1, R2 e R3, respectivamente.

No desenvolvimento das equações que permitam calcular as correntes eficazes nos diferentes ramos do circuito será desconsiderada a ondulação da corrente de magnetização no transformador flyback, ou seja, considera-se que a indutância de magnetização deste dispositivo é infinita.

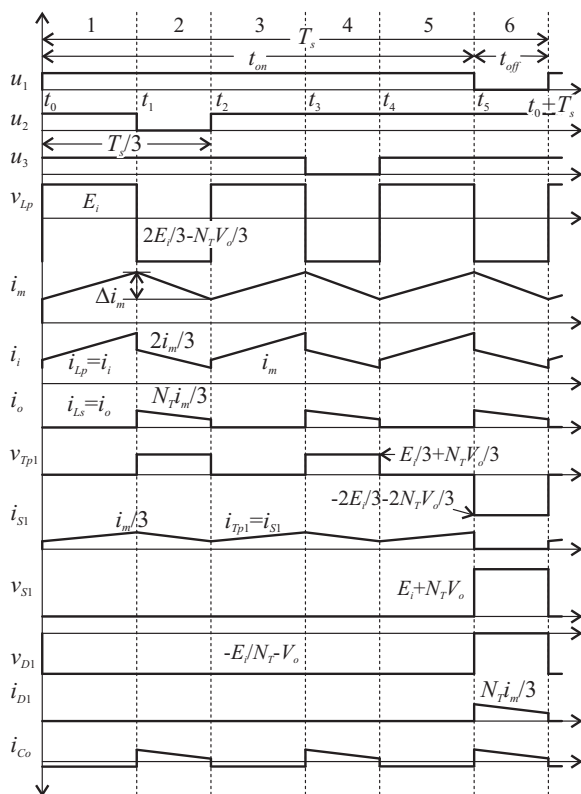


Figura 172. Principais formas de onda no MCC na região R3.

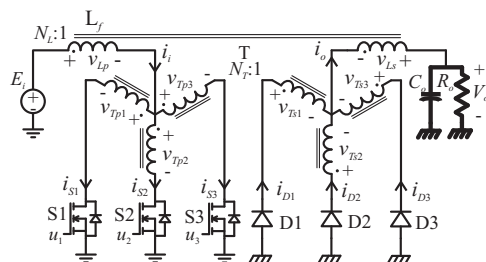


Figura 173. Estado topológico neutro no MCD.

7.4.1 Ganho estático no MCC

A expressão matemática do ganho estático no MCC é obtida a partir do cálculo da tensão média na bobina primária do transformador

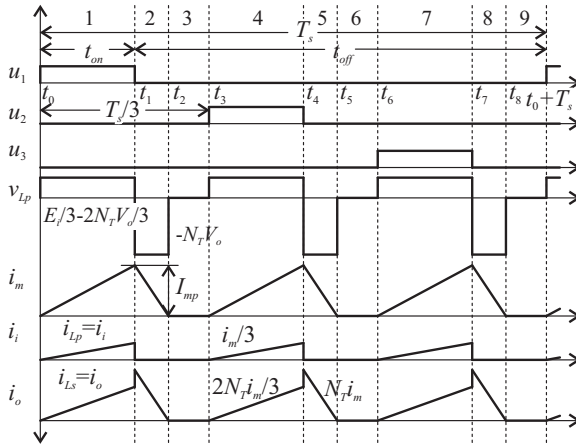


Figura 174. Principais formas de onda no MCD na região R1.

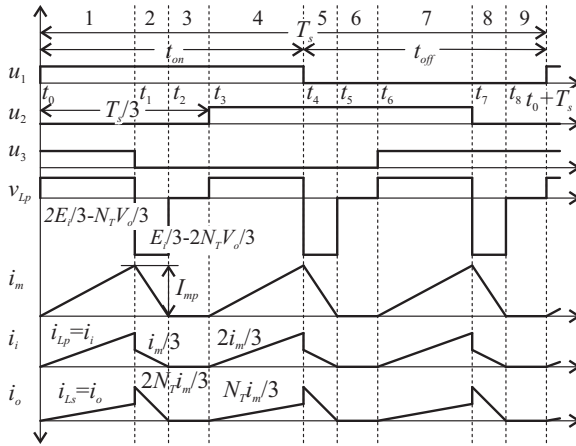


Figura 175. Principais formas de onda no MCD na região R2.

flyback, que em regime permanente é zero. Visto que a operação do conversor é simétrica basta realizar o cálculo num terço do período de comutação. Assim,

$$V_{Lp} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} v_{Lp} dt = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} v_{Lp} dt = 0 \quad (7.1)$$

Substituindo a tensão e os tempos correspondentes às regiões R1,

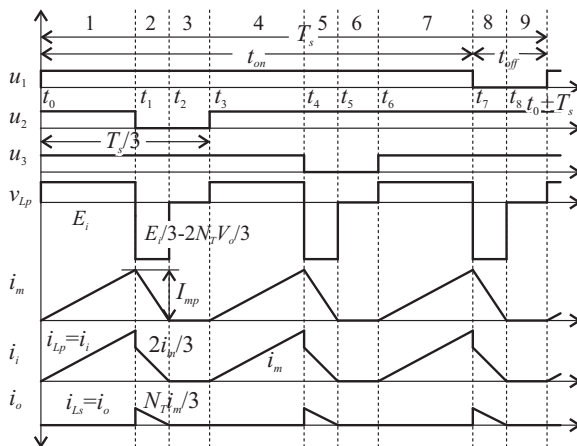


Figura 176. Principais formas de onda no MCD na região R3.

R2 e R3 na Eq. (7.1) obtém-se, na mesma ordem, as seguintes equações:

$$(E_i - 2N_T V_o) t_{on} - N_T V_o \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} \right) = 0 \quad (7.2)$$

$$(2E_i - N_T V_o) \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + (E_i - 2N_T V_o) \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) = 0 \quad (7.3)$$

$$E_i \left(t_{on} - \frac{2T_s}{3} \right) + (2E_i - N_T V_o) (T_s - t_{on}) = 0 \quad (7.4)$$

Resolvendo as equações anteriores obtém-se:

$$\frac{V_o}{E_i} = \frac{1}{N_T} \frac{D}{1 - D} \quad (7.5)$$

A Eq. (7.5) é a expressão matemática do ganho estático do conversor no MCC, a qual é válida para todas as regiões de operação. A equação mostra que o conversor apresenta o ganho estático típico do conversor flyback quando a relação $N_T = N_L$ é utilizada.

7.4.2 Ganho estático no MCD

No modo de condução descontínua, a energia fornecida pela fonte de alimentação é limitada e sua quantidade em cada uma das regiões é calculada da seguinte forma:

Região R1

$$W_i = \frac{3}{2} E_i I_{mp} t_{on} \quad (7.6)$$

onde:

$$I_{mp} = \frac{E_i - 2N_T V_o}{3} \frac{t_{on}}{L_m} \quad (7.7)$$

Região R2

$$W_i = \frac{3}{2} E_i \left(\frac{2}{3} I_{mp} \frac{3t_{on} - T_s}{3} + \frac{1}{3} I_{mp} \Delta t_{21} \right) \quad (7.8)$$

onde:

$$I_{mp} = \frac{2E_i - N_T V_o}{3} \frac{3t_{on} - T_s}{3L_m} \quad (7.9)$$

$$\Delta t_{21} = \frac{-I_{mp} L_m}{E_i - 2N_T V_o} \quad (7.10)$$

Região R3

$$W_i = \frac{3}{2} E_i \left(I_{mp} \frac{3t_{on} - 2T_s}{3} + \frac{2}{3} I_{mp} \Delta t_{21} \right) \quad (7.11)$$

onde:

$$I_{mp} = E_i \frac{3t_{on} - 2T_s}{3L_m} \quad (7.12)$$

$$\Delta t_{21} = \frac{-I_{mp} L_m}{2E_i - N_T V_o} \quad (7.13)$$

Trabalhando as equações anteriores se obtém a expressão da energia fornecida pela fonte de alimentação em função de parâmetros conhecidos.

$$W_i = \begin{cases} E_i(E_i - 2N_TV_o) \frac{D^2 T_s^2}{6L_m} & \text{para R1,} \\ \frac{E_i N_T V_o (2E_i - N_T V_o)}{2N_T V_o - E_i} \frac{(3D - 1)^2 T_s^2}{18L_m} & \text{para R2,} \\ \frac{E_i^2}{N_T V_o - 2E_i} \frac{(3D - 2)^2 T_s^2}{6L_m} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.14)$$

A energia consumida pela carga durante um período de comutação é dada por:

$$W_o = P_o T_s = V_o I_o T_s \quad (7.15)$$

Idealmente a energia consumida pela carga é igual à energia fornecida pela fonte de alimentação num período de comutação ($W_i = W_o$). Assim, igualando as Eqs. (7.14) e (7.15) e na sequência agrupando-as obtém-se o ganho estático do conversor no MCD dada por:

$$G_{mcd} = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{D^2}{3\overline{I}_o + N_T D^2} & \text{para R1,} \\ \frac{2}{N_T} \frac{9\overline{I}_o + N_T (3D - 1)^2}{36\overline{I}_o + N_T (3D - 1)^2} & \text{para R2,} \\ \frac{1}{N_T} \frac{12\overline{I}_o + N_T (3D - 2)^2}{6\overline{I}_o} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.16)$$

onde \overline{I}_o é a corrente de carga parametrizada

$$\overline{I}_o = \frac{I_o L}{T_s E_i}$$

7.4.3 Característica externa

As curvas de característica externa do conversor em função da corrente de carga parametrizada são desenhadas a partir das expressões de ganho estático do conversor nos modos de condução contínua e descontínua, dadas pelas Eqs. (7.5) e (7.16). O resultado é mostrado na Figura 177 e correspondem à relação de transformação unitária $N_T = 1$.

O limite entre o modos de condução contínua e descontínua, conhecida como modo de condução crítica, é determinada igualando os ganhos estáticos de ambos os modos. Logo, a corrente parametrizada

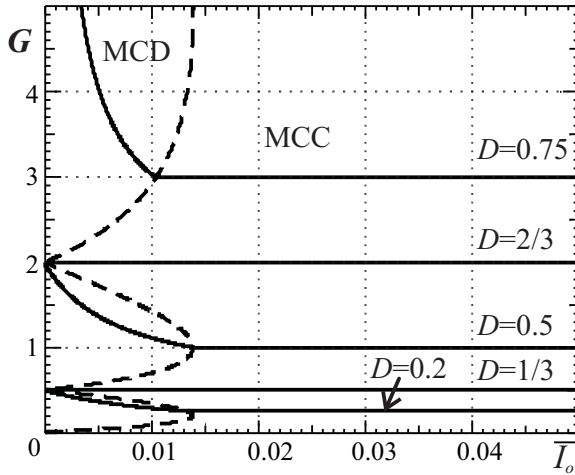


Figura 177. Característica externa do conversor CC-CC push-pull fly-back trifásico para $N_T = 1$.

nesta região fica em função da razão cíclica, sendo dada pela seguinte expressão:

$$\bar{I}_o = \begin{cases} \frac{N_T(1-3D)D}{6} & \text{para R1,} \\ \frac{N_T(3D-1)(2-3D)}{18} & \text{para R2,} \\ \frac{N_T(3D-2)(1-D)}{6} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.17)$$

A região descontínua, conforme mostra a Figura 177, apresenta um valor máximo em cada uma das regiões de operação. Estes pontos máximos são determinados derivando à Eq. (7.17) em função da razão cíclica. Assim, a região descontínua se torna mais ampla para as razões cíclicas de $1/6$, $1/2$ e $5/6$, as quais correspondem aos pontos máximos nas regiões R1, R2 e R3 respectivamente.

7.4.4 Ondulação na corrente de magnetização do indutor

A amplitude da variação na corrente de magnetização na etapa de armazenamento é igual àquela variação na etapa de transferência. Visto que o conversor opera em regime permanente e de forma simé-

trica, a amplitude da variação é obtida numa etapa de armazenamento. Logo, considerando a **1ª etapa** de funcionamento e assumindo que as tensões de entrada e saída permanecem constantes, num período de comutação, a ondulação de corrente na indutância de magnetização, referida ao lado primária do indutor, é determinada pela seguinte expressão:

$$\Delta I_m = \frac{1}{L_m} \int_{t_o}^{t_1} v_{Lp} dt = V_{Lp}(t_1 - t_0) \quad (7.18)$$

Substituindo a tensão e os tempos correspondentes às regiões R1, R2 e R3 na Eq. (7.18) obtém-se, na mesma ordem, as seguintes expressões:

$$\Delta I_m = \frac{(E_i - 2N_T V_o)t_{on}}{3L_m} \quad (7.19)$$

$$\Delta I_m = \frac{(2E_i - N_T V_o)}{3L_m} \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) \quad (7.20)$$

$$\Delta I_m = \frac{E_i}{3L_m} \left(t_{on} - \frac{2T_s}{3} \right) \quad (7.21)$$

Substituindo o ganho estático dado pela Eq. (7.5) nas Eqs. (7.19)-(7.21), e em seguida agrupando-as obtém-se a expressão parametrizada da ondulação de corrente na indutância de magnetização do transformador flyback, a qual é dada por:

$$\overline{\Delta I_m} = \frac{\Delta I_m L_m}{V_o T_s} = \begin{cases} N \frac{1-3D}{3} & \text{para R1} \\ N \frac{(2-3D)(3D-1)}{9D} & \text{para R2} \\ N \frac{(1-D)(3D-2)}{3D} & \text{para R3} \end{cases} \quad (7.22)$$

A Eq. (7.22) é mostrada de forma gráfica na Figura 178, onde observa-se que a curva na região R2 apresenta valor máximo de 0.057 para $D = \sqrt{2}/3$, enquanto que na região R3 o valor máximo de 0.034 ocorre para $D = \sqrt{2}/3$. Já na região R3 a curva incrementa linearmente conforme a diminuição da razão cíclica, registrando o valor máximo de 0.33 para razão cíclica nula. Por outro lado, as razões cíclicas de $1/3$ e $2/3$ tornam a ondulação nula.

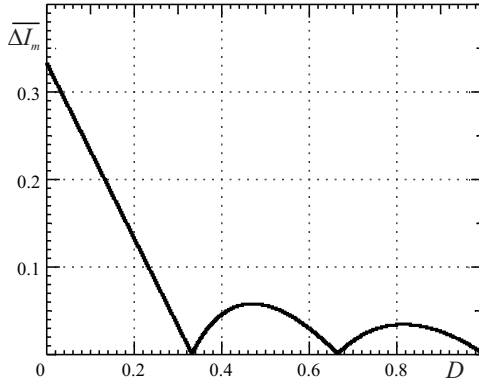


Figura 178. Ondulação de corrente parametrizada na indutância de magnetização do transformador flyback.

7.4.5 Corrente média na indutância de magnetização de L_f

Nas formas de onda mostradas nas Figuras 168, 170 e 172 observa-se que as amplitudes da corrente de saída, no modo de condução contínua, são proporcionais à corrente de magnetização. Logo, a corrente média consumida pela carga pode-se calcular da seguinte forma:

$$I_o = \frac{3}{T_s} \int_{t_o}^{t_1} i_{L_s} dt \quad (7.23)$$

Substituindo a corrente de magnetização e os tempos correspondentes às regiões R1, R2 e R3 na Eq. (7.23) obtém-se, na mesma ordem, as seguintes equações:

$$I_o = \frac{3N_T}{T_s} \left(\frac{2}{3} I_m t_{on} - I_m \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (7.24)$$

$$I_o = \frac{3N_T}{T_s} \left(\frac{1}{3} I_m \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + \frac{2}{3} I_m \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (7.25)$$

$$I_o = \frac{3N_T}{T_s} \left(\frac{1}{3} I_m \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + \frac{2}{3} I_m \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (7.26)$$

onde:

$$I_m = \frac{I_{mMax} + I_{mMin}}{2} \quad (7.27)$$

Trabalhando cada uma das equações acima, verifica-se que a corrente média na indutância de magnetização é função da corrente média na carga e da razão cíclica, e que para todos os casos é dada por:

$$I_m = \frac{I_o}{N_T(1 - D)} \quad (7.28)$$

7.4.6 Correntes eficazes no transformador flyback

As correntes eficazes na bobina primária e secundária do indutor são calculadas através das seguintes equações:

$$I_{L_{pef}}^2 = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} i_{L_p}^2 dt \quad (7.29)$$

$$I_{L_{sef}}^2 = \frac{3}{T_s} \int_{t_0}^{t_2} i_{L_s}^2 dt \quad (7.30)$$

Assumindo que a indutância de magnetização do transformador flyback possua valor infinito e substituindo os tempos correspondentes às regiões R1, R2 e R3 na Eq. (7.29) obtém-se, na mesma ordem, as seguintes expressões:

$$I_{L_{pef}}^2 = \frac{3}{T_s} I_m^2 \frac{t_{on}}{9} \quad (7.31)$$

$$I_{L_{pef}}^2 = \frac{3}{T_s} I_m^2 \left(\frac{4}{9} \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + \frac{1}{9} \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (7.32)$$

$$I_{L_{pef}}^2 = \frac{3}{T_s} I_m^2 \left(\left(t_{on} - \frac{2T_s}{3} \right) + \frac{4}{9} (T_s - t_{on}) \right) \quad (7.33)$$

De igual forma, obtém-se as equações da corrente eficaz através da bobina secundária para cada uma das regiões.

Região R1:

$$I_{L_{sef}}^2 = \frac{3N_T^2}{T_s} I_m^2 \left(\frac{4}{9} t_{on} + \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (7.34)$$

Região R2:

$$I_{Lsef}^2 = \frac{3N_T^2}{T_s} I_m^2 \left(\frac{1}{9} \left(t_{on} - \frac{T_s}{3} \right) + \frac{4}{9} \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \right) \quad (7.35)$$

Região R3:

$$I_{Lsef}^2 = \frac{3N_T^2}{T_s} I_m^2 \left(\frac{1}{9} (T_s - t_{on}) \right) \quad (7.36)$$

Substituindo a Eq. (7.28) nas Eqs. (7.31)-(7.36) obtém-se:

$$\overline{I_{Lpef}} = \frac{I_{Lpef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{1}{N_T(1-D)} \sqrt{\frac{D}{3}} & \text{para R1,} \\ \frac{1}{N_T(1-D)} \sqrt{\frac{9D-2}{9}} & \text{para R2,} \\ \frac{1}{N_T(1-D)} \sqrt{\frac{5D-2}{3}} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.37)$$

$$\overline{I_{Lsef}} = \frac{I_{Lsef}}{I_o} = \begin{cases} \frac{1}{1-D} \sqrt{\frac{3-5D}{3}} & \text{para R1,} \\ \frac{1}{1-D} \sqrt{\frac{7-9D}{9}} & \text{para R2,} \\ \sqrt{\frac{1}{3(1-D)}} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.38)$$

As Eqs. (7.37) e (7.38) são as expressões parametrizadas das correntes eficazes no transformador flyback, as quais são mostradas de forma gráfica na Figura 179. No caso da corrente na bobina primária, verifica-se que a curva possui contínuo incremento em função da razão cíclica, contudo na região R1 a curva apresenta menor derivada. Já nas outras regiões a corrente incrementa rapidamente, tomando o valor 150% da corrente média na carga para $D = 0,6$. Na bobina secundária, observa-se que nas regiões R1 e R2 a curva é côncava, apresentado os valores máximos de 1,02 para $D = 1/5$ e de 1,06 para $D = 5/9$; já na região R3 a corrente eficaz apresenta uma alta taxa de incremento em relação à corrente média na carga. Por outro lado, a última curva mostra que as razões cíclicas de $1/3$ e $2/3$ fazem com que o valor eficaz da corrente através da bobina secundária seja igual ao valor da corrente média de carga.

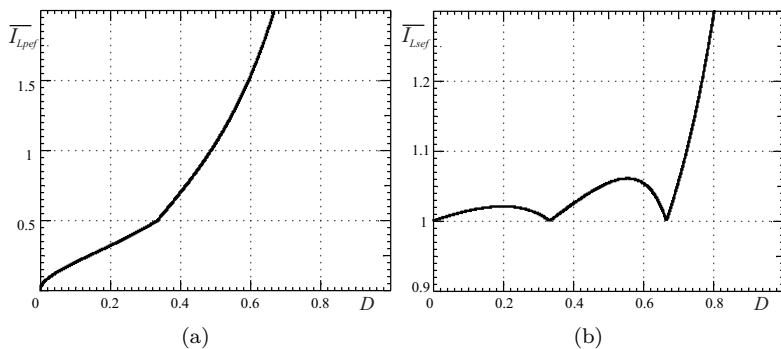


Figura 179. Correntes eficazes através da (a) bobina primária e (b) bobina secundária do transformador flyback no MCC para $N_T = 1$.

7.4.7 Correntes eficazes no transformador trifásico

As amplitudes das correntes através das bobinas primária e secundária do transformador trifásico, segundo mostram as Figuras 168, 170 e 172, são aproximadamente constantes nas três regiões de operação, sendo suas amplitudes de $i_m/3$ e $N_T i_m/3$, respectivamente. O intervalo de tempo no qual a corrente flui nestas bobinas é determinado pelo tempo de condução dos respectivos semicondutores em série com as bobinas. Logo, as correntes eficazes são determinadas através das seguintes expressões:

$$I_{Tpef}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{Tp}^2 dt = \frac{1}{T_s} \frac{I_m^2}{9} t_{on} \quad (7.39)$$

$$I_{Tsef}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{Ts}^2 dt = \frac{1}{T_s} \frac{I_m^2 N_T^2}{9} (T_s - t_{on}) \quad (7.40)$$

Substituindo a Eq. (7.18) em (7.39) e (7.40), obtém-se:

$$\overline{I_{Tpef}} = \frac{I_{Tpef}}{I_o} = \frac{\sqrt{D}}{3N_T(1-D)} \quad (7.41)$$

$$\overline{I_{Tsef}} = \frac{I_{Tsef}}{I_o} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{1-D}} \quad (7.42)$$

As Eqs. (7.41) e (7.42) são as expressão parametrizada das correntes eficazes primária e secundária no transformador trifásico, cuja representação gráfica é mostrada na Figura 180. As curvas, diferentemente das curvas do transformador flyback, apresentam um incremento contínuo o tempo todo. Nas regiões R1 e R2, o incremento é lento em ambos os casos, registrando valores de 0,81 na bobina primária e 0,75 na bobina secundária para razão cíclica de 2/3; já na região R3, a taxa de incremento é alta. Além disso, observa-se que a corrente eficaz através da bobina secundária apresenta um valor inicial de 0,333 para razão cíclica nula, enquanto que a bobina primária corresponde-lhe um valor nulo.

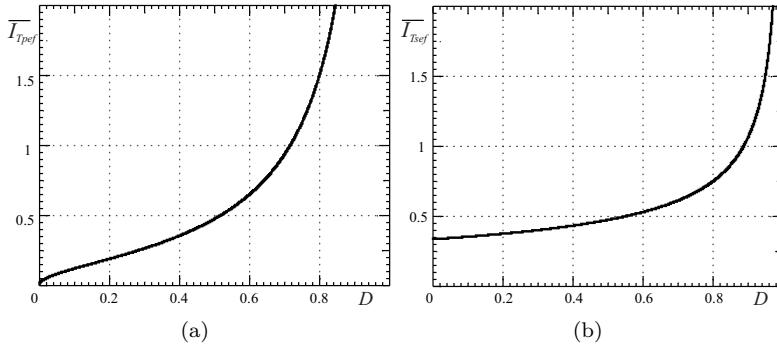


Figura 180. Correntes eficazes através (a) da bobina primária e (b) da bobina secundária do transformador trifásico no MCC para $N_T = 1$.

7.4.8 Corrente eficaz no Capacitor C_o

A corrente eficaz no capacitor é calculada da seguinte forma:

$$I_{Cef} = \sqrt{I_{Lsef}^2 - I_o^2} \quad (7.43)$$

Substituindo a corrente eficaz na bobina secundária do indutor, dada pela Eq. (7.38), na Eq. (7.43) obtém-se:

$$\overline{I_{Cef}} = \frac{I_{Cef}}{I_o} = \begin{cases} \sqrt{\frac{D(1-3D)}{3(1-D)^2}} & \text{para R1,} \\ \sqrt{\frac{(3D-1)(2-3D)}{9(1-D)^2}} & \text{para R2,} \\ \sqrt{\frac{3D-2}{3(1-D)}} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.44)$$

A Eq. (7.44) é a expressão parametrizada da corrente eficaz através do capacitor C_o , cuja representação gráfica é mostrada na Figura 181. Nas regiões R1 e R2, a curva é côncava, apresentando valores máximos de 0.2 para $D = 1/5$ na região R1 e de 0,35 para $D = 5/9$ na região R2. Já na região R3 a curva apresenta uma assíntota em $D=1$, onde a tensão teoricamente é infinita. Por outro lado, observa-se que a curva tende a zero para razões cíclicas de $1/3$ e $2/3$. Entretanto, esta afirmação é válida somente se as indutâncias de magnetização dos transformadores possuem valores suficientemente grandes, tal que suas correntes de magnetização sejam desprezíveis.

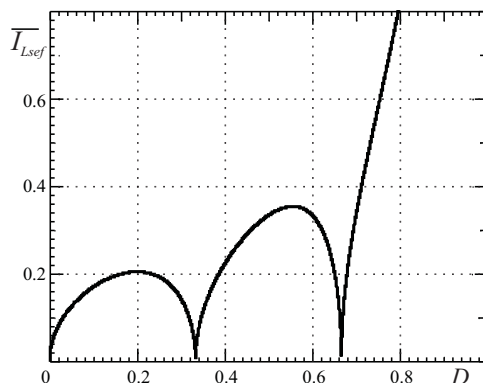


Figura 181. Corrente eficaz parametrizada no capacitor.

7.4.9 Ondulação da tensão no Capacitor

A amplitude da ondulação de tensão é proporcional à variação de carga no capacitor. Visto que o armazenamento de energia no capacitor

é realizada nas etapas pares, em qualquer uma das regiões de operação, a ondulação da tensão no capacitor é dada por:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_{t_1}^{t_2} (i_{Ls} - I_o) dt \quad (7.45)$$

Sabe-se que a corrente através da bobina secundária do transformador flyback é pulsada, conforme mostram as Figuras 168, 170 e 172, e que suas amplitudes são proporcionais à corrente de magnetização, portanto as correntes nas bobinas contém parte da ondulação na corrente de magnetização. Logo, considerando uma indutância de magnetização infinita no equacionamento e substituindo os tempos correspondentes às regiões R1, R2 e R3 se obtém na mesma ordem as seguintes expressões:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} (I_m N_T - I_o) \left(\frac{T_s}{3} - t_{on} \right) \quad (7.46)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left(\frac{2I_m N_T}{3} - I_o \right) \left(\frac{2T_s}{3} - t_{on} \right) \quad (7.47)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left(\frac{I_m N_T}{3} - I_o \right) (T_s - t_{on}) \quad (7.48)$$

Substituindo a Eq. (7.28) nas equações anteriores obtém-se:

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o C_o}{I_o T_s} = \begin{cases} \frac{D(1-3D)}{3(1-D)} & \text{para R1,} \\ \frac{(3D-1)(2-3D)}{9(1-D)} & \text{para R2,} \\ \frac{(3D-2)}{3} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.49)$$

A Eq. (7.49) é expressão parametrizada da ondulação de tensão no capacitor de saída, a qual é mostrada de forma gráfica na Figura 182. A curva traçada é côncava nas regiões R1 e R2. O valor máximo na região R1 é 0,34 e corresponde a $D = 0,184$, já em R2 têm-se o valor máximo de 0,57 para $D = 0,528$. Na região R3 a curva incrementa de forma contínua com a razão cíclica, apresentando um valor máximo de 0,333 para razão cíclica unitária. Além disso, a curva mostra que para razões cíclicas de $1/3$ e $2/3$ a ondulação de tensão tende para zero.

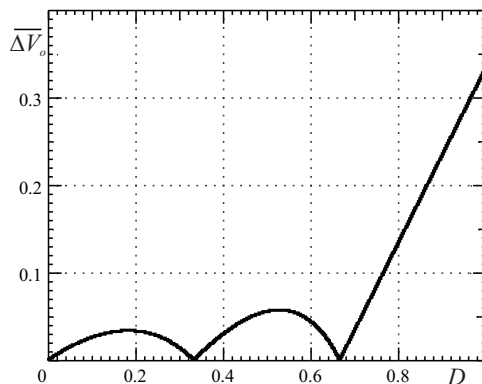


Figura 182. Ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída.

7.4.10 Esforços de tensão nos semicondutores

A tensão máxima de bloqueio nos interruptores e nos diodos, conforme mostram as Figuras 168, 170 e 172, são as mesmas apresentadas pelo conversor flyback. Assim, a tensão de bloqueio através do interruptor é a soma da tensão da fonte mais a tensão de saída referida ao lado primário do circuito, enquanto que a tensão de bloqueio através do diodo é a soma de tensão de saída referida ao lado secundário mais a tensão de saída.

$$V_S = E_i + N_T V_o \quad (7.50)$$

$$V_D = \frac{E_i}{N_T} + V_o \quad (7.51)$$

No modo de condução contínua, as Eqs. (7.50) e (7.51) podem ser expressas em função da tensão de entrada, para isto, emprega-se a expressão do ganho estático dada pela Eq. (7.5).

$$\overline{V_S} = \frac{V_S}{E_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (7.52)$$

$$\overline{V_D} = \frac{V_D}{E_i} = \frac{1}{N_T} \frac{1}{1 - D} \quad (7.53)$$

A curva parametrizada da tensão de bloqueio do interruptor traçada a partir da Eq. (7.52) é mostrada na Figura 183. A curva apresenta

como valor inicial a unidade, a partir do qual apresenta um contínuo incremento com a razão cíclica, atingindo o dobro da tensão de entrada para a razão cíclica de $1/2$ e o triplo para $2/3$ de razão cíclica. A tensão de bloqueio através dos diodos apresenta um comportamento parecido, com a diferença de que esta é inversamente proporcional à relação de transformação, conforme mostra a Eq. (7.53), portanto valores de N_T menores à unidade tendem incrementar a tensão de bloqueio nos diodos.

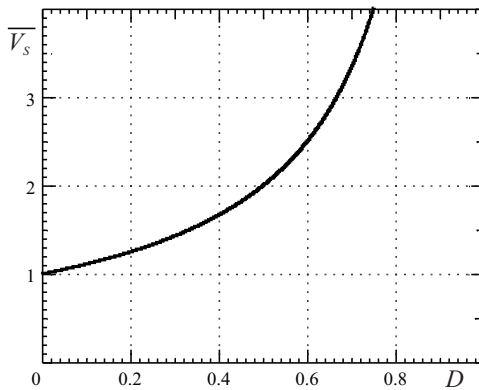


Figura 183. Tensão de bloqueio parametrizada do interruptor.

7.4.11 Produto de áreas

As expressões matemáticas para o cálculo do produto de áreas dos transformadores do conversor CC-CC push-pull flyback trifásico, operando no modo de condução contínua, são desenvolvidas a seguir.

7.4.11.1 Transformador trifásico

A área necessária no núcleo em cada uma das regiões, considerando a variação do fluxo magnético em dois quadrantes da curva BH, é dada pela seguinte expressão:

$$A_e = \begin{cases} \frac{2}{3} \frac{N_T V_o T_s}{2B_{max} N_{Tp}} & \text{para R1,} \\ \frac{2}{3} \frac{1}{3D} \frac{N_T V_o T_s}{2B_{max} N_{Tp}} & \text{para R2,} \\ \frac{2}{3} \frac{1-D}{D} \frac{N_T V_o T_s}{2B_{max} N_{Tp}} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.54)$$

A área necessária na janela do núcleo é calculada através de:

$$A_w = \frac{2N_{Tp}}{J_{max} k_w} \left(I_{T_{pef}} + \frac{I_{T_{sef}}}{N_T} \right) \quad (7.55)$$

De forma alternativa, a equação anterior é expressa como:

$$A_w = \frac{2N_{Tp} I_o}{J_{max} k_w N_T} (\overline{I_{T_{pef}}} N_T + \overline{I_{T_{sef}}}) \quad (7.56)$$

Logo, a expressão matemática do produto de áreas resultante é dada por:

$$A_e A_w = \frac{P_o k_{Ae} k_{Aw}}{B_{max} J_{max} f_s k_w} \quad (7.57)$$

onde:

$$k_{Ae} = \begin{cases} \frac{1}{3} & \text{para R1,} \\ \frac{1}{3} \frac{1}{3D} & \text{para R2,} \\ \frac{1}{3} \frac{1-D}{D} & \text{para R3.} \end{cases} \quad (7.58)$$

$$k_{Aw} = 2 (\overline{I_{T_{pef}}} N_T + \overline{I_{T_{sef}}}) = \frac{2}{3} \frac{\sqrt{D} + \sqrt{1-D}}{1-D} \quad (7.59)$$

7.4.11.2 Transformador flyback

A área necessária na seção transversal do núcleo é calculada através de:

$$A_e = \frac{I_{mp} L_m}{N_{Lp} B_{max}} \quad (7.60)$$

A corrente de pico na indutância de magnetização do transformador flyback no MCC é dada por:

$$I_{mp} = I_m + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (7.61)$$

Da substituindo das Eqs.(7.61) e (7.22) em (7.60) resulta a seguinte expressão:

$$A_e = \frac{\overline{\Delta I_m} V_o}{2 N_{Lp} B_{max} f_s} \left(\frac{2}{\% \Delta I_m} + 1 \right) \quad (7.62)$$

A área necessária na janela do núcleo é determinada pela área ocupada pelas bobinas.

$$A_w = \frac{N_{Lp}}{J_{max} k_w} \left(I_{Lpef} + \frac{I_{Lsef}}{N_T} \right) \quad (7.63)$$

Na forma parametrizada tem-se:

$$A_w = \frac{N_{Lp} I_o}{J_{max} k_w N_T} (\overline{I_{Lpef}} N_T + \overline{I_{Lsef}}) \quad (7.64)$$

Logo, o produto de áreas resultante no transformador flyback é dada por:

$$A_e A_w = \frac{P_o k_{Ae} k_{Aw}}{J_{max} B_{max} f_s k_w} \quad (7.65)$$

onde:

$$k_{Ae} = \frac{\overline{\Delta I_m}}{2 N_T} \left(\frac{2}{\% \Delta I_m} + 1 \right) \quad (7.66)$$

$$k_{Aw} = \overline{I_{Lpef}} N_T + \overline{I_{Lsef}} \quad (7.67)$$

7.5 EXEMPLO DE PROJETO

As especificações para o exemplo simplificado de projeto do conversor flyback push-pull trifásico são dadas na Tabela 42.

Visto que se trata de um conversor abaixador-elevador de tensão com capacidade de operação de 0 a 100 % de razão cíclica, e considerando as especificações dadas, é necessário escolher uma região de operação desejada para o conversor. Segundo o mostrado no decorrer do capítulo, a operação com razão cíclica de 1/3 e 2/3 permite diminuir

Tabela 42. Especificações do projeto

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (E_i)	: 100 VDC \pm 25 %
Tensão de saída (V_o)	: 100 VDC
Potência de saída (P_o)	: 1000 W
Frequência de comutação (f_s)	: 42 kHz
Ondulação de corrente em L_m ($\% \Delta I_m$)	: 20 %
Ondulação de tensão em C_o ($\% \Delta V_o$)	: 0,5 %

os esforços de filtragem, o que por sua vez reduz os volumes dos filtros. Logo, o exemplo de projeto é realizado de tal forma que o conversor opere com razões cíclicas próximas de 1/3, onde os esforços de tensão nos interruptores são menores comparados aos presentes na operação com razão cíclica de 2/3.

7.5.1 Cálculos pré-liminares

No projeto é adotado a relação de transformação:

$$N_T = N_L = 0,5$$

Esta relação permite que o conversor, para as especificações de projeto, opere com razões cíclicas próximas de 1/3, cujos valores máximo e mínimo de razão cíclica são calculados através da Eq. (7.5).

$$D_{mx} = \frac{N_T V_o}{E_{imn} + N_T V_o} = \frac{0,5 \cdot 100}{75 + 0,5 \cdot 100} = 0,4$$

$$D_{mn} = \frac{N_T V_o}{E_{imx} + N_T V_o} = \frac{0,5 \cdot 100}{125 + 0,5 \cdot 100} = 0,286$$

As perdas no processo de conversão incrementam os esforços de corrente no conversor. Assim, a corrente de carga utilizada no dimensionamento dos dispositivos de potência, considerando um rendimento de $\eta = 95$ %, é calculada da seguinte forma:

$$I_o^* = \frac{P_o}{\eta V_o} = \frac{1000}{0,95 \cdot 100} = 10,5 \text{ A}$$

Os esforços de corrente parametrizados no conversor são listados na Tabela 43.

Tabela 43. Esforços de tensão e corrente

Parâmetro	Valor	
E_i	: 125 VDC	75 VDC
V_o	: 100 VDC	
I_o^*	: 10,5 A	
N_T	: 0,5	
D	: 0,283	0,4
G	: 0,8	1,333
$\overline{I_m}$: 2,8	3,333
$\overline{\Delta I_{Lm}}$: 0,024	0,022
$\overline{I_{Lpef}}$: 0,864	1,405
$\overline{I_{Lsef}}$: 1,013	1,024
$\overline{I_{Tpef}}$: 0,499	0,703
$\overline{I_{Tsef}}$: 0,394	0,430
$\overline{I_{Cef}}$: 0,163	0,222
$\overline{\Delta V_o}$: 0,019	0,030

7.5.2 Transformador flyback

A ondulação parametrizada da corrente de magnetização é máxima para razão cíclica mínima. Assim, o fator k_{Ae} segundo a Eq. (7.66) resulta em:

$$k_{Ae} = \frac{0,024}{2 \cdot 0,5} \left(\frac{2}{0,20} + 1 \right) = 0.242$$

A Tabela 43 mostra que ambas as correntes eficazes do transformador flyback são máxima para razão cíclica máxima. Logo, o fator

k_{Aw} segundo a Eq. (7.67) toma o valor de:

$$k_{Aw} = 1,405 \cdot 0,5 + 1,024 = 1,726$$

A expressão do produtor de áreas dada pela Eq. (7.65) não contempla o rendimento do conversor. Assim, incluindo este parâmetro tem-se:

$$A_e A_w = \frac{P_o k_{Ae} k_{Aw}}{J_{max} B_{max} f_s k_w \eta}$$

Logo, substituindo os fatores k_{Ae} , k_{Aw} e considerando $J_{mx}=380$ A/cm², $B_{mx}=0,26$ T, $k_w=0,4$ e $\eta = 95$ % se obtém o produto de áreas do transformador flyback:

$$A_e A_w = \frac{1000 \cdot 0,242 \cdot 1,726}{380 \cdot 0,26 \cdot 10^{-4} \cdot 42 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 0,95} = 2,64 \text{ cm}^2$$

A indutância é calculada através da Eq. (7.22), onde a amplitude de ondulação é calculada em função da corrente média mínima através da indutância de magnetização, isto por causa de se tratar da pior situação.

$$L_m = \frac{V_o}{\% \Delta I_m I_m f_s} \overline{\Delta I_m} = \frac{100}{0,2 \cdot 29,4 \cdot 42000} 0,022 = 8,9 \text{ } \mu\text{H}$$

7.5.3 Transformador Trifásico

Os fatores k_{Ae} e k_{Aw} do transformador trifásico são calculados através das Eqs. (7.58) e (7.59). A Tabela 43 mostra que a pior situação para o fluxo magnético no transformador ocorre para razão cíclica mínima, já a área do conductor é máxima para razão cíclica máxima.

$$k_{Ae} = \frac{1}{3} = 0,333$$

$$k_{Aw} = 2 \cdot (0,703 \cdot 0,5 + 0,430) = 1,563$$

No dimensionamento do transformador é considerando $B_{mx}=0,26$ T e $J_{mx}=350$ A/cm² e $k_w=0,35$. Assim o produto de áreas resultante é:

$$A_e A_w = \frac{1000 \cdot 0,333 \cdot 1,563}{350 \cdot 0,26 \cdot 10^{-4} \cdot 42 \cdot 10^3 \cdot 0,35 \cdot 0,95} = 4,1 \text{ cm}^4$$

7.5.4 Capacitor de saída

A ondulação de tensão parametrizada é máxima para D_{mn} , conforme mostra a Tabela 43. Logo utilizando a Eq. (7.49) se obtém o valor da capacitância correspondente à ondulação de tensão especificada.

$$C_o = \frac{I_o}{f_s \Delta V_o} \overline{\Delta V_o} = \frac{10,5}{42000 \cdot 0,005 \cdot 100} 0,03 = 14,9 \mu\text{F}$$

Já, o valor máximo da corrente eficaz parametrizada através do capacitor ocorre para D_{mx} . Assim, a corrente eficaz máxima no capacitor segundo a Eq. (7.44) é:

$$I_{Cef} = I_o^* \overline{I_{Cef}} = 10,5 \cdot 0,222 = 2,3 \text{ A}$$

As especificações de capacitância e corrente eficaz no capacitor são suficientes se o capacitor de filme plástico (poliéster ou polietileno) for empregado. Entretanto no projeto será empregado o capacitor eletrolítico, sendo assim a especificação da RSE (resistência série equivalente) também é necessária. Seja a amplitude da corrente de pico a pico no capacitor dada pela seguinte equação:

$$\Delta I_C = \left(\frac{I_o^*}{3} + \Delta I_m \right) N_T = (10,5 + 0,2 \cdot 29,5) 0,5 = 3,2 \text{ A.}$$

Logo, o valor máximo da RSE permitido no capacitor para a ondulação de tensão especificada é:

$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_C} = \frac{0,5}{3,2} = 0,115 \Omega.$$

7.5.5 Semicondutores

A tensão sobre os semicondutores é máxima quando a tensão de alimentação também é máxima. Assim, utilizando as Eqs. (7.50) e

Tabela 44. Lista dos dispositivos de potência

Componente	Descrição
Transf. flyback	: Núcleo IP12R EE-55/28/25 Primário: 6 esp., 30x26AWG Secundário: 12 esp., 22x26AWG $L_m = 12 \mu\text{H}$
Transf. 3ϕ	: Núcleo IP12R EE-66/33/39 Primário: 8 esp., 6x22AWG Secundário: 16 esp., 4x22AWG
Capacitor	: 2/EPCOS B43501 1000 $\mu\text{F}/250 \text{ V}$
Transistores	: Cool-MOS/SPP20N60S5 600 V/20 A/0,19 Ω
Diodos	: SiC-Schottky/SDT10S60 600 V/10 A/1,7 V

(7.50) se obtém as tensões máximas de bloqueio do interruptor e do diodo, respectivamente.

$$V_{Smx} = E_{imx} + N_T V_o = 125 + 0,5 \cdot 100 = 175 \text{ V}$$

$$V_{Dmx} = \frac{E_{imx}}{N_T} + V_o = \frac{125}{0,5} + 100 = 350 \text{ V}$$

7.5.6 Circuito de comando

Os sinais de comando trifásicos são gerados por meio do módulo DSP TMS320LF2407. Estes sinais são aplicados aos transistores através de um circuito de comando não isolado.

7.5.7 Lista de componentes

Com base nos resultados anteriores são selecionados os dispositivos de potência listados Tabela 44, onde os valores das resistências das bobinas dos transformadores são calculados, enquanto que as indutâncias são valores medidos.

Na Figura 184 é mostrado o circuito esquemático do protótipo experimental, onde pode-se observar que foram empregados circuitos grameadores, tanto nos interruptores quanto nos diodos, os quais estão conformados pelos dispositivos R1, C3, D4-D6 , e R2, C4, D7-D9, respectivamente. A foto do protótipo experimental é mostrada na Figura 185, onde são identificados os principais componentes.

7.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais do protótipo de laboratório operando na região R1 são mostrados na Figura 186, os quais foram obtidos para as seguintes condições de operação: tensão de entrada de 125 V, tensão de saída de 100 V, potência de saída de 980 W, e razão cíclica de 28,9 %. Os resultados mostram que a corrente de entrada é descontínua com amplitude de 9,2 A, enquanto que a corrente de saída é contínua com amplitude oscilando entre 13,6 A e 9,2 A. O transistor quando ativo conduz uma corrente de amplitude de 9,2 A, enquanto que o diodo conduz 4,3 A. As tensões aplicadas sobre o transistor e o diodo, no bloqueio, são 175 V e 360 V, respectivamente.

Os resultados experimentais do conversor operando na região R2 são mostrados na Figura 187. As condições de operação nas quais foram obtidos estes resultados são: tensão de entrada de 85 V, tensão de saída de 100 V, potência de saída de 980 W, e razão cíclica de 38 %. Os resultados mostram que as correntes tanto na entrada como na saída são contínuas, mas pulsadas. A amplitude da corrente na entrada oscilando entre 21 A e 10 A. Já a amplitude na corrente de saída oscila entre 10,3 A e 5,1 A. O transistor quando ativo conduz uma corrente de amplitude de 9,8 A, enquanto que o diodo conduz 4,8 A. As tensões máximas de bloqueio em regime no transistor e no diodo são 132 V e 280 V, respectivamente.

Os resultados experimentais do conversor operando na região R3 são mostrados na Figura 188. As condições de operação foram: tensão de entrada de 24 V, tensão de saída de 100 V, potência de saída de 300 W, e razão cíclica de 68,5 %. Os resultados mostram que a corrente

de entrada mantém-se contínua e pulsada com amplitude oscilando entre 19,1 A e 12,9 A. Já a corrente de saída torna-se descontínua, sendo a amplitude da corrente de 3,9 A. O transistor conduz quando ativo conduz uma corrente de amplitude de 6,3 A, enquanto que o diodo conduz 3,9 A. As tensões de bloqueio aplicadas sobre o transistor e o diodo são 73,5 V e 152 V, respectivamente.

As curvas de rendimento do protótipo experimental são mostradas na Figura 189, as quais foram obtidas mantendo as tensões de entrada e de saída constantes. As curvas mostram que o rendimento do protótipo experimental apresenta comportamentos semelhantes em todas as regiões de operação, atingindo seus valores máximos para 40 % da potência nominal, onde o rendimento registrado foi próximo de 96 %. O rendimento para carga nominal, em ambos os casos, é aproximadamente 94 %.

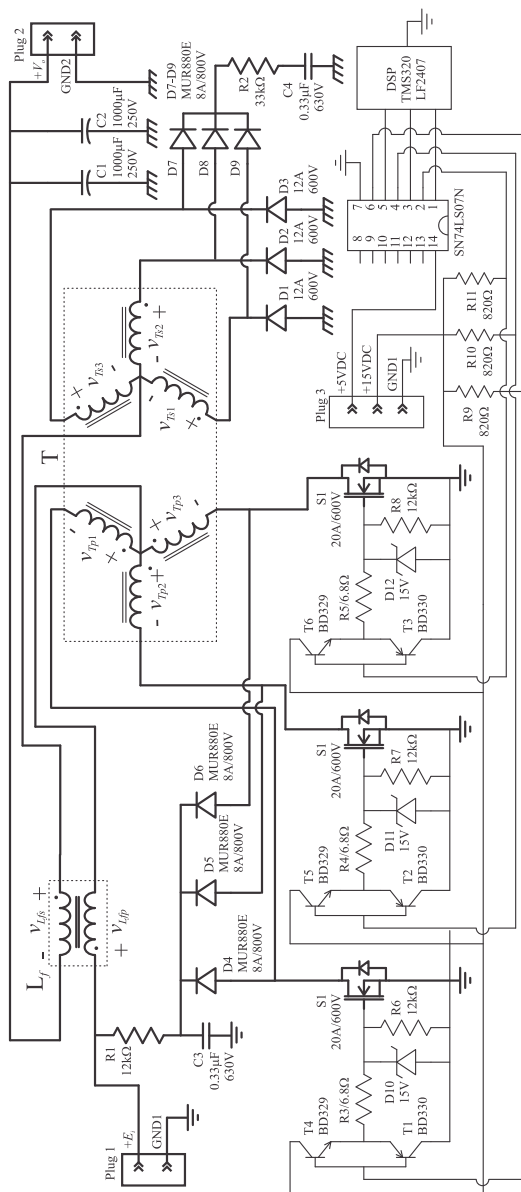


Figura 184. Circuito esquemático protótipo experimental implementado.

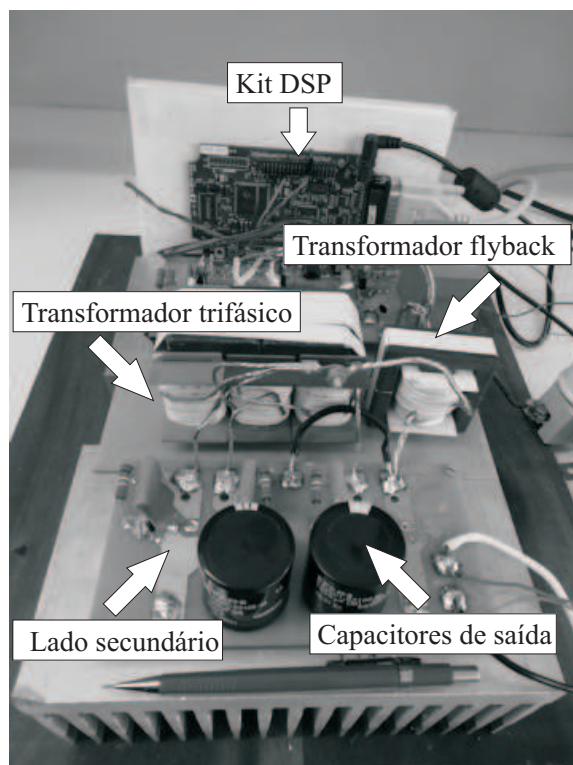
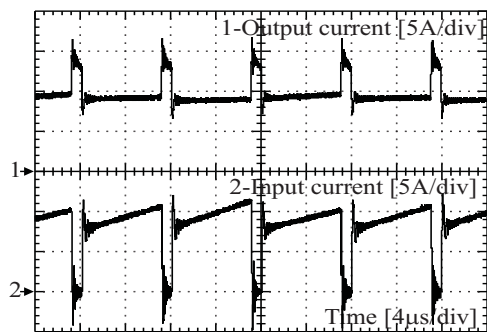
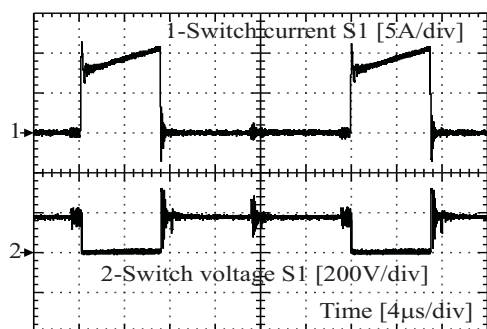


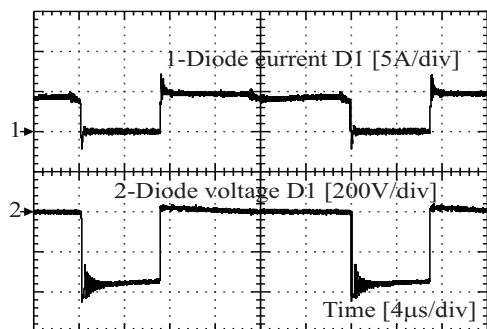
Figura 185. Foto do protótipo experimental implementado.



(a)

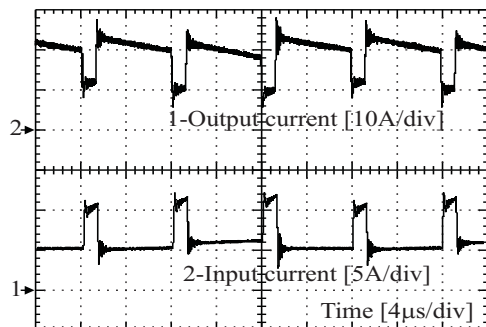


(b)

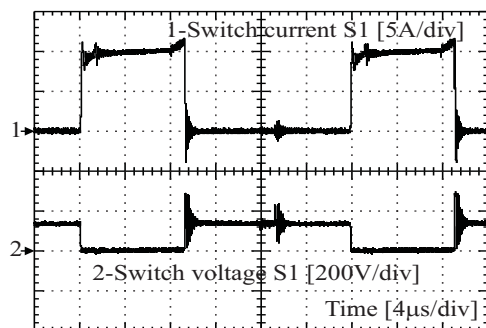


(c)

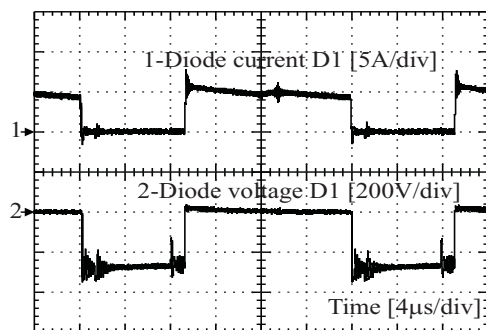
Figura 186. Formas de onda experimentais para $D = 0,289$, $E_i = 150$ V, $V_o = 100$ V e $P_o = 980$ W: (a) correntes de entrada e de saída, (b) corrente e tensão através do interruptor, e (c) corrente e tensão através do diodo.



(a)

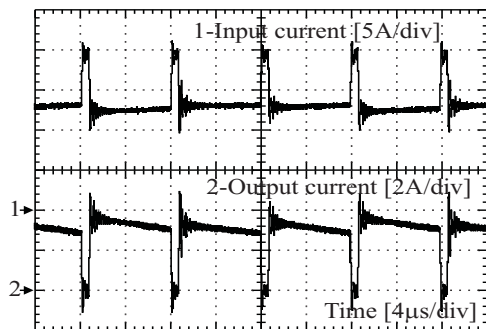


(b)

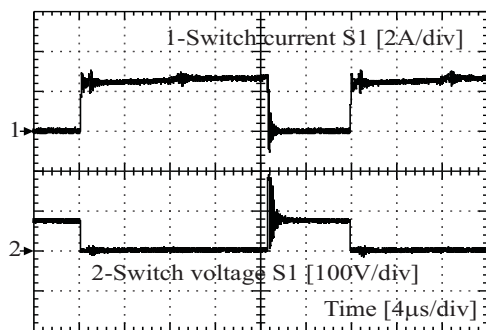


(c)

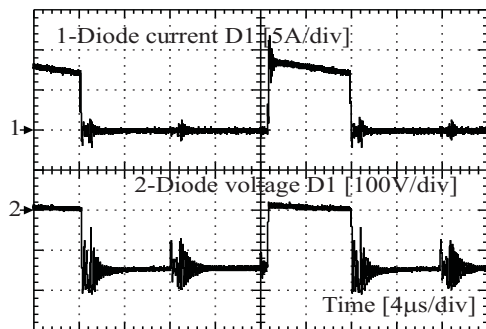
Figura 187. Formas de onda experimentais para $D = 0,38$, $E_i = 85$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 980$ W: (a) correntes de entrada e de saída, (b) corrente e tensão através do interruptor, e (c) corrente e tensão através do diodo.



(a)



(b)



(c)

Figura 188. Formas de onda experimentais para $D = 0,685$, $E_i = 24$ V, $V_o = 100$ V and $P_o = 300$ W: (a) correntes de entrada e de saída, (b) corrente e tensão através do interruptor, e (c) corrente e tensão através do diodo.

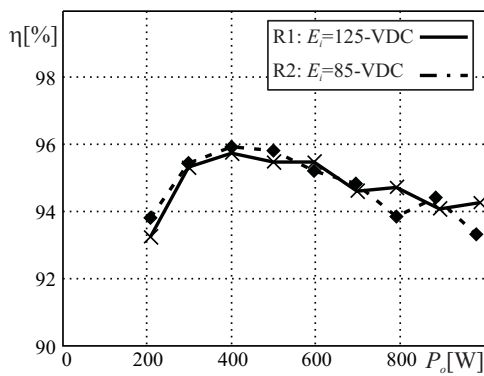


Figura 189. Eficiência medida no protótipo experimental nas regiões R1 e R2, ambas realizadas com tensão de $V_o=100$ VDC.

7.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado qualitativa e quantitativamente o conversor CC-CC push-pull flyback trifásico. As principais expressões matemáticas para o dimensionamento do conversor foram desenvolvidas. Com base nestas equações foi realizado um exemplo de projeto do conversor proposto, o qual foi empregado para validar o estudo teórico apresentado. Os resultados experimentais confirmam a operação do conversor nas três regiões de operação. Os valores medidos de tensões e correntes se apresentam próximas às descritas teoricamente. Logo, as seguintes conclusões são feitas:

- O valor da frequência das tensões e correntes nos filtros é o triplo da frequência de comutação;
- O transformador trifásico apresenta-se compacto e leve, portanto diminui o espaço ocupado e ajuda à redução do peso o circuito.
- O transformador flyback proporciona impedância elevada, tanto no lado de entrada como no lado de saída, por conseguinte o transformador trifásico não apresenta problemas de saturação devido a produtos volts-segundos desiguais aplicados nas suas bobinas;
- As operações com razão cíclica de $1/3$ e $2/3$ cancelam a ondulação de corrente na indutância de magnetização do indutor. Além disso, proporcionam teoricamente correntes de entrada e de saída contínuas. Na prática existe uma ondulação de alta frequência causada pela corrente de magnetização do transformador trifásico;
- A operação na faixa de razão cíclica entre $1/3$ e $2/3$ proporciona correntes contínuas, tanto na entrada como na saída. Porém, estas correntes são pulsadas, contudo a continuidade das correntes indica que há uma contínua transferência de potência da fonte de entrada para a carga, ao longo dum período de comutação, esta característica diminui a energia reativa no circuito;
- A distribuição das correntes, tanto de entrada quanto de saída, através de três semicondutores, permite um maior processamento de potência, distribuição das perdas, e melhor dissipação de calor;
- As tensões de bloqueio aplicadas sobre os interruptores e os diodos são iguais aos presentes no conversor flyback, isto é, no interruptor

é aplicada a soma da tensão de entrada mais a tensão de saída referida ao lado primário, enquanto que no diodo é aplicada a tensão de entrada referida ao lado secundário mais a tensão de saída;

- A curva de rendimento do protótipo experimental, em ambos os casos, considera-se satisfatório, considerando que foram empregados circuitos grampeadores nos interruptores e diodos.

O conversor flyback push-pull trifásico, conforme suas características mostram, é adequado para aplicações em potências elevadas com tensões baixas, tanto na entrada quanto na saída, tais como fontes de potência para telecomunicações, veículos elétricos, sistemas de conversão de energia renovável, e carregadores de bateria.

8 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram propostos cinco conversores CC-CC isolados em alta frequência, dentre os quais têm-se uma estrutura monofásica e quatro trifásicas, sendo intitulados como: conversor CC-CC push-pull flyback duplo, conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão, conversor CC-CC push-pull trifásico alimentado em corrente, conversor CC-CC trifásico baseado no conversor de Weinberg, e conversor CC-CC flyback push-pull trifásico.

O conversor CC-CC push-pull flyback duplo foi gerado através da substituição dos indutores no conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada por transformador flyback (indutores acoplados), os quais proporcionam um caminho alternativo para energia acumulada nos indutores, permitindo a abertura simultânea dos interruptores. Consequentemente, o conversor pode operar com razões cíclicas menores que 50%.

O conceito da célula de comutação isolada, tal como na célula não isolada, proporcionou um meio para geração de novas topologias.

Os conversores trifásicos propostos incrementam a frequência de operação dos filtros, sendo esta o triplo da frequência de comutação, consequentemente, estes conversores proporcionam filtros compactos e leves. A distribuição das correntes em três ramos diminui os esforços de corrente nos semicondutores, permitindo uma melhor dissipação do calor gerado pelas perdas nestes dispositivos. Assim, estas topologias conseguem maior processamento de energia.

O transformador trifásico permite um melhor aproveitamento do cobre e do material magnético, visto que as três fases do transformador são alocadas num único núcleo. Consequentemente, o transformador trifásico se apresenta mais compacto que o transformador monofásico.

Os conversores CC-CC push-pull trifásico alimentado em tensão e alimentado em corrente, diferentemente das estruturas convencionais, podem operar, tanto com sobreposição como sem sobreposição de condução dos interruptores. Isto origina o surgimento de pontos de operação particulares, onde as correntes na entrada e na saída do conversor tornam-se contínuas. No conversor alimentado em tensão isto ocorre para razão cíclica de $1/3$, já no conversor alimentado em corrente se dá para razão cíclica de $2/3$. Estes pontos de operação reduzem a energia reativa circulante no conversor, diminuindo os esforços de filtragem na entrada e na saída. As faixas de razão cíclica de 0 a $1/3$ para o conversor alimentado em tensão e $2/3$ a 1 para o alimentado em corrente

proporcionam tensões de bloqueio nos semicondutores menores que os conversores convencionais.

Os conversores CC-CC trifásico de Weinberg e flyback push-pull trifásico operam em toda a faixa de razão cíclica. Estas estruturas, em comparação às citadas anteriormente, proporcionam correntes contínuas na entrada e na saída para razão cíclica de $1/3$ ou $2/3$. Os transformadores destes conversores não apresentam problema de saturação devido a fluxos magnéticos desequilibrados aplicados nas bobinas do transformador. Consequentemente, estas topologias conseguem processar maiores intensidades de corrente que o conversor alimentado em tensão. O presente trabalho gerou as seguintes publicações:

- "*Double-coupled current-fed push-pull dc/dc converter: Analysis and experimentation*" no congresso nacional COBEP'09;
- "*Voltage-fed three-phase push-pull dc-dc converter*" no congresso internacional IECON'09;
- "*Three-phase Weinberg isolated dc-dc converter: Analysis, design and experimentation*" aceito para publicação na IEEE Transactions on Industrial Electronics;
- "*Three-phase push-pull converter: Analysis, design and experimentation*" em processo de revisão na IEEE Transactions on Industrial Electronics.

REFERÊNCIAS

- 1 ZIOGAS, A. R. P. P. D.; MANIAS, S. Analysis and design of a three phase off-line dc/dc converter with high frequency isolation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 4, p. 824–832, Jul./Aug. 1992.
- 2 LIDOW, A. The role of power electronics in raising our standard of living. In: *Proc. IEEE APEC*. [S.l.: s.n.], 2005.
- 3 LEE, R. C. The state-of-the-art power electronics technologies and future trends. In: *Proc. IEEE PESS*. [S.l.: s.n.]. v. 2, p. 1229–1232.
- 4 AKAGI, H. The state-of-the-art of power electronics in japan. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 2, p. 345–356, March 1998.
- 5 BOSE, B. K. Energy, enviornment, and advances in power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 688–701, July 2000.
- 6 BLAABJERG, F. et al. The future of electronic power processing and conversion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 1, p. 3–8, Jan/Feb 2005.
- 7 WILSON, T. G. The evolution of power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 3, p. 439–446, May. 2000.
- 8 SKAVARENINA, T. L. *The power electronics handbook*. [S.l.]: CRC Press LLC, 2002.
- 9 ZHAO, J.; JIANG, J.; YANG, X. Ac-dc-dc isolated converter with bidirectional power flow capability. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 4, p. 472–479, Jun. 2010.
- 10 LEE, Y.; KHALIGH, A.; EMADI, A. Advanced integrated bidirectional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 58, n. 8, p. 3970–3980, Oct. 2009.
- 11 PRESSMAN, A. I. *Switching power supply design*. [S.l.]: MacGraw-Hill, 1998.

- 12 MOHAN; UNDELAND; ROBBINS. *Power Electronics*. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 1995.
- 13 BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas*. [S.l.]: Edição do Autor, 2001.
- 14 MATSUO, H. Energy-storage and transfer mechanism in the reactor of new multiple-output dc-dc converter. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 15, n. 6, p. 1776–1178, Nov. 1979.
- 15 DONCKER, R. W. A. A. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. Advanced integrated bidirectional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 1, p. 63–73, Jan./Feb. 1991.
- 16 OLIVEIRA, D. S. J.; BARBI, I. A three-phase zvs pwm dc/dc converter with asymmetrical duty cycle for high power applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 2, p. 370–377, Mar. 2005.
- 17 OLIVEIRA, S. V. G.; BARBI, I. A three-phase step-up dc-dc converter with a three-phase high-frequency transformer for dc renewable power sources applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1, Oct. 2010.
- 18 ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. A three-phase current-fed push-pull dc-dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 2, p. 358–368, Feb. 2009.
- 19 LIU, A. J. C.; LAI, J.-S. A novel three-phase high-power soft-switched dc/dc converter for low-voltage fuel cell applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 6, p. 1691–1697, Nov./Dec. 2005.
- 20 FRANCESCHINI E. LORENZANI, M. C. G.; BELLINI, A. 3boost: A high-power three-phase step-up full-bridge converter for automotive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 1, p. 173–183, Jan. 2008.
- 21 JACOBS, J.; AVERBERG, A.; DONCKER, R. D. A novel three-phase dc/dc converter for high-power applications. In: *Proc. IEEE PESC*. Aachen, Germany: [s.n.], 2004. p. 1861–1867.
- 22 HNATEK, E. R. *Design of solid state power supply*. 3. ed. [S.l.]: Van Nostrand Reinhold, 1989.

- 23 WHITTINGTON, H. W.; FLYNN, B. W.; MACPHERSON, D. E. *Switched mode power supplies*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc., 1992.
- 24 SHOYAMA, M.; HARADA, K. Dynamic characteristics of the push-pull dc to dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 1, n. 1, p. 3–8, Jan. 1986.
- 25 SHOYAMA, M.; HARADA, K. Steady-state characteristics of the push-pull dc-to-dc converter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 20, n. 1, p. 50–56, Jan. 1984.
- 26 LAI, J. Power conditioning circuit topologies. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 2, p. 24–34, Jun. 2009.
- 27 RYAN, M. et al. A new zvs lcl-resonant push-pull dc-dc converter topology. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, v. 34, n. 5, p. 1164 – 1174, September 1998.
- 28 WU, T.-F. et al. An active-clamp push-pull converter for battery sourcing applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 1, p. 196–204, Jan./feb. 2008.
- 29 SHOYAMA, M.; HARADA, K. Output voltage ripple in the push-pull dc-to-dc converter. In: INTERNATIONAL TELECOMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 7., 1985, Munich. *Conference Proceeding INTELEC'85*. Berlin: INTELEC, 1985.
- 30 KWON, J.-M. et al. High-efficiency fuel cell power conditioning system with input current ripple reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 826–834, Mar. 2009.
- 31 LEU, C.-S.; LI, M.-H. A novel current-fed boost converter with ripple reduction for high-voltage conversion applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 6, p. 2018–2023, Jun. 2010.
- 32 PERETZ, M. M.; BEN-YAAKOV, S. Analysis of the current-fed push-pull parallel resonant inverter implemented with unidirectional switches. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 36., 2005, Recife. *Conference Proceeding PESC'05*. Recife: PESC, 2005.

- 33 GAO, X.; AYYANAR, R. A high-performance, integrated magnetics scheme for buck-cascaded push-pull converter. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 2, n. 1, p. 29–33, Mar. 2004.
- 34 LAI, R.-S.; NGO, K. D. T.; WATSON, J. K. Steady-state analysis of the symmetrical push-pull power converter employing a matrix transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 1, p. 44–53, Jan. 1992.
- 35 KASSAKIAN, J. G. A new current mode sine wave inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 18, n. 3, p. 273–278, May./Jun. 1982.
- 36 DIVAN, D. M. Design considerations for very high frequency resonant mode dc/dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 2, n. 1, p. 45–54, Jan. 1987.
- 37 IVENSKY, G.; ELKIN, I.; BEN-YAAKOV, S. An isolated dc-dc converter using two zero current switched igbt's in a symmetrical topology. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 25., 1994, Taiwan. *Conference Proceeding PESC'94*. Taiwan: PESC, 1994.
- 38 FILHO, W. C. P. de A.; BARBI, I. A comparison between two current-fed push pull dc-dc converters-analysis, design and experimentation. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 18., 1996, Boston. *Conference Proceeding INTELEC'96*. Boston: INTELEC, 1996.
- 39 LI, Q.; WOLFS, P. The power loss optimization of a current fed zvs two-inductor boost converter with a resonant transition gate drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1253–1263, Sep. 2006.
- 40 KANG, J.-I.; ROH, C.-W.; MOON, G.-W. Phase-shifted parallel-input/series-output dual converter for high-power step-up applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 3, p. 649–652, Jun. 2002.
- 41 LI, Q.; WOLFS, P. A current fed two-inductor boost converter with an integrated magnetic structure and passive lossless snubbers for photovoltaic module integrated converter applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 1, p. 309–321, Jun. 2007.

- 42 LI, Q.; WOLFS, P. A current-sourced dc-dc converter derived via the duality principle from the half-bridge converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, n. 1, p. 139–144, Feb. 1993.
- 43 WILSON, T. G.; THOTTUVELIL, V. J.; OWEN, H. A. Analysis and design of a push-pull current-fed converter. In: *Proc. IEEE PESC Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 1981. v. 1, p. 192–203.
- 44 REDL, R.; SOKAL, N. O. Push-pull current-fed multiple-output regulated wide-input-range dc/dc power converter with only one inductor and with 0 to 100 switch duty ratio: operation at duty ratio below 50. In: *Proc. IEEE PESC Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 1981. v. 1, p. 204–212.
- 45 WEINBERG, A. H. A boost regulator with a new energy transfer principle. In: *Proc. of the spacecraft power conditioning electronics seminar.* [S.l.: s.n.], 1974. v. 1, p. 3–6.
- 46 CARRASCO, J. A. et al. A conductance-controlled variable transformer turns ratio regulator for a zero-voltage-zero-current power switching converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 6, p. 1070–1077, Nov. 1999.
- 47 MAZUMDER, S. K.; ACHARYA, K.; TAN, C. M. Design of an all-sic parallel dc/dc weinberg converter unit using rf control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 6, p. 2893–2904, Nov. 2008.
- 48 RUIZ-CABALLERO, D. A.; BARBI, I. A new flyback-current-fed push-pull dc-dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 6, p. 1056–1064, Nov. 1999.
- 49 UNITED STATES PATENTS. P. W. Clarke. *Converter regulation by controlled conduction overlap.* 3,938,024, feb. 10, 1976.
- 50 UNITED STATES PATENTS. P. M. Cowett. *Switching-regulated dc-to-dc converter.* 4,190,883, feb. 26, 1980.
- 51 CABALLERO, D. A. R. *Novo conversor cc-cc flyback-push-pull alimentado em corrente: desenvolvimento teórico e experimental.* Tese (Tese de Doutorado) — UFSC, Florianópolis, SC-Brasil, 1999.
- 52 BARBOSA, P. M.; BARBI, I. A single-switch flyback-current-fed dc-dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 3, p. 466–475, May 1998.

- 53 FOREST, F. et al. Multicell interleaved flyback using intercell transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1662–1667, Sep. 2007.
- 54 LEE, J.-J.; KWON, B.-H. Active-clamped ripple-free dc/dc converter using an input-output coupled inductor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 4, p. 1842–1854, Apr. 2008.
- 55 REDONDO, L. M.; SILVA, J. F. Flyback versus forward switching power supply topologies for unipolar pulsed-power applications. *IEEE Transactions on Plasma Science*, v. 37, n. 1, p. 171–178, Jan. 2009.
- 56 HREN, A.; KORELIC, J.; MILANOVIC, M. Rc-rcd clamp circuit for ringin losses reduction in a flyback converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, v. 53, n. 5, p. 369–373, May 2006.
- 57 MA, D. et al. Single-inductor multiple-output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 38, n. 1, p. 89–100, Jan. 2003.
- 58 BASCOPÉ, G. V. T. *Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Célula de Comutação de Três Estados*. Tese (Tese de Doutorado) — UFSC, Florianópolis, SC-Brasil, 2001.
- 59 PERAÇA, M. T. *Conversores Utilizando Células de Comutação de Quatro Estados*. Tese (Tese de Doutorado) — UFSC, Florianópolis, SC-Brasil, 2008.